

宽带功率放大器模型和线性化技术研究

博士生： 翟建锋

导 师： 洪伟 教授

(东南大学 信息科学与工程学院 毫米波国家重点实验室)

摘 要

随着无线通信技术的飞速发展,在现代通信系统,如 WCDMA、WiMAX 和 WLAN 等中,线性和多载波调制技术得到广泛的应用。但是,峰均比很大的宽带调制信号通过射频功放时,由于射频功放的非线性特性和记忆效应,其输出信号会产生严重的带内失真和带外失真。为了获得高的线性度,仅仅采用功率回退的办法会导致功率放大器的效率降低。

为了提高功率放大器的线性度,同时拥有较高的效率,人们提出了多种线性化技术,比如前馈技术、反馈技术、EE&R 技术、模拟预失真技术和数字预失真技术等。在这些线性化技术中,数字预失真技术被认为是最具发展潜力的技术,因为它有较高的灵活性和精度。在数字预失真系统中,建立功放的行为模型和逆模型是最重要的组成部分。

本文利用非线性系统、神经网络和模糊逻辑的理论和方法,对宽带通信系统中射频功率放大器非线性特性和记忆效应,功率放大器建模技术、功率放大器线性化技术和预失真技术等进行了研究,主要创新结果如下:

- 1) 在射频功率放大器建立行为模型中应用了幅度输入的三层延时前向神经网络有记忆的模型。研究结果发表在东南大学学报(英文版)。
- 2) 建立了有记忆效应的功率放大器实数延时模糊神经网络模型,即自适应神经模糊推理系统(ANFIS),为了简化模型的结构采用了模糊 c 类均值聚类方法。在实验平台上用三载波 WCDMA 信号对模型成功地进行了训练和验证。比较时域和频域的实验结果表明模型有很好的性能,归一化均方误差(NMSE)可以达到-38dB。研究结果将在微波学报发表。
- 3) 设计了新型的基于 ANFIS 的 Hammerstein 模型用于建立有记忆的射频功放动态行为模型。模型由 ANFIS 模型后面连接一个有限冲激响应滤波器组成。三载波的 WCDMA 功放输入和输出信号在实验平台上采样后用于模型识别和验证。频域和时域结果表明该模型能精确地估计宽带射频功放的特性。研究结果发表在 IEEE MWCL,并申请了相关发明专利。
- 4) 修正模糊神经网络模型(MANFIS)比 ANFIS 简单但是能提供接近非线性系统建模的性能。本文把 MANFIS 应用于有记忆的功放建模。仿真和实验的结果表明 MANFIS 的模型有很好的精度,相对于 ANFIS,收敛速度更快,复杂度更低。相对于一些其他神经网络,MANFIS 模型的 NMSE 略低一些。最后,实验验证了 MANFIS 预失真的效果,对于三载波的 WCDMA 信号,ACPR 改善超过 10dB。研究结果发表在 IEEE Trans. on MTT。
- 5) 研究了基于复增益查找表的数字预失真的 FPGA 实现方法。然后研究了基于 ANFIS 模型的数字预失真的 FPGA 硬件的实现方法,用两个等价的 ANFIS 来弥补功放的幅度和相位特性,对于 3.84MHz 的 16QAM 信号,ACPR 可以改善 6~7dB,研究结果在 2008 ICMMT 国际会议上发表。

关键词: 功率放大器, 行为模型, 线性化, 数字预失真, 神经网络, 模糊神经网络, 自适应模糊神经推理系统, 查找表

STUDY ON BEHAVIORAL MODELING AND LINEARIZATION OF WIDEBAND POWER AMPLIFIERS

Ph.D Candidate: ZHAI Jian-feng

Supervisor: Prof. HONG Wei

State Key Laboratory of Millimeter Waves
School of Information Science and Engineering
Southeast University Nanjing, 210096, P. R. China

Abstract

With the rapid development of wireless communication, the linear modulation and multi-carrier modulation methods are widely adopted in modern communication systems, such as WCDMA, WIMAX, WLAN, etc. However, serious in-band and out-band distortions are generated when the modulated signals with high PAR and large bandwidth are fed into RF power amplifiers (PAs) because of PAs' nonlinear characteristics and memory effects. The normal method is to back off the power level to achieve high linearity with low efficiency.

In order to increase efficiency and linearity, many different linearization techniques have been proposed, such as feedback method, feed-forward method, EE&R method, analog predistortion and digital predistortion (DPD) method, etc. Among various linearization techniques, the DPD method is the most promising one due to its high accuracy and flexibility. The behavioral modeling and the inverse modeling of PAs are the most important parts in DPD system.

With the theory and methods of nonlinear system, neural networks and fuzzy logic system, the work of PAs in this thesis focuses on the nonlinear characteristics and memory effects of PAs, behavioral modeling, linearization techniques and the DPD in wideband communication system. The original work and results are summarized as follows.

1. In the behavioral modeling of RF PAs exhibiting memory effects, the three-layer time-delay feed-forward neural networks is adopted with amplitude inputs. The research results have been published in Journal of Southeast University (English Edition)
2. A real-valued time-delay neuro-fuzzy system is used for behavioral modeling of power amplifiers with memory effects. The neuro-fuzzy system is called adaptive neuro-fuzzy inference system (ANFIS), and the fuzzy c-means clustering method is adopted to simplify the structure of the system. The model has been successfully trained and validated with three-carrier WCDMA signal in the test bench. The good performance has been achieved in validation with the normalized mean square error (NMSE) of -38dB by comparison the results in time and frequency domain. The research results will be published in Journal of Microwaves.
3. A novel ANFIS-based Hammerstein model is presented for the dynamic behavioral modeling of RF PAs with memory effects. The model is an adaptive neuro-fuzzy inference system (ANFIS) followed by a finite impulse response (FIR) filter. The input and output signals of the PA excited with a three-carrier WCDMA signal were sampled for the model identification and validation in a test bench. Experimental results in the frequency and the time domains show that the proposed model was able to give an accurate approximation to characterize the wideband RF PAs. The

research results have been published in IEEE MWCL and applied for invention patent.

4. The modified ANFIS (MANFIS) architecture is simpler than that of ANFIS but with nearly the same performance for modeling nonlinear systems. The MANFIS is applied to model RF PAs with memory effects. The simulation and experimental results show that this model has good modeling accuracy and the characteristics of faster convergence and lower computational complexity compared with the ANFIS model. The NMSE of the MANFIS model are slightly lower than those of some other neural network models. Finally, the MANFIS model is successfully used in a DPD system, which can provide over 10dB ACPR improvement for three-carrier WCDMA signals. The research results have been published in IEEE Trans. on MTT.
5. The DPD technique based on complex look-up table (LUT) is studied by FPGA implementation. Then a hardware implementation of ANFIS in FPGA is presented for power amplifier linearization with DPD. The proposed approach approximates the inverse AM/AM and AM/PM characteristic of PAs with two equivalent ANFIS. Experimental results show that about 6-7dB ACPR reduction could be achieved for 3.75MHz 16-QAM signals. The research results have been published on 2008 ICMMT.

Key words: power amplifiers (PAs), behavioral modeling, linearization, digital predistortion (DPD), neural networks, adaptive neuro-fuzzy inference system (ANFIS), look-up table (LUT).

缩略词

ACPR	Adjacent Channel Power Ratio	相邻信道功率比
ACLR	Adjacent Channel Leakage Ratio	相邻信道泄露比
ADC	Analog-to-Digital Converter	模拟数字转换器
ADS	Advanced Design System	先进设计系统
AM/AM	Amplitude /Amplitude Modulation	幅度/幅度失真
AM/PM	Amplitude/Phase Modulation	幅度/相位失真
ANFIS	Adaptive Neuro-Fuzzy Inference System	自适应神经模糊推理系统 (模糊神经网络)
BJT	Bipolar Junction Transistor	双极结型晶体管
CALLUM	Combined Analogue-Locked Loop Universal Modulator	组合模拟锁定环路通用调制器
CCDF	Complementary Cumulative Distribution Function	互补累积分布函数
CDMA	Code Division Multiple Access	码分多址
CF	Crest Factor	峰值因子
CORDIC	Coordinate Rotational Digital Computer	坐标旋转数字计算
DAC	Digital-to-Analog Converter	数字模拟转换器
DDC	Digital Down Converter	数字下变频
DEMOD	Demodulator	解调器
DPCHs	Dedicated Physical Channels	专用物理信道
DPD	Digital Predistortion	数字预失真
DSP	Digital Signal Processing	数字信号处理
DUC	Digital Up Converter	数字上变频
EE&R	Envelop Elimination and Restoration	包络消除与恢复
EVM	Error Vector Magnitude	误差矢量幅度
FIR	Finite Impulse Response	有限冲击响应
FPGA	Field Programmable Gate Array	现场可编程门阵列
GSM	Global System for Mobile Communications	全球移动通讯系统
HEMT	High Electron Mobility Transistor	高电子迁移率晶体管
IBO	Input Back-Off	输入回退
IF	Intermediate Frequency	中频
IIP3	Input Third-order Intercept Point	输入三阶交调点
IMD	Intermodulation Distortion	互调失真
IMD3	Third Intermodulation Distortion	三阶互调失真
IMD5	Fifth Intermodulation Distortion	五阶互调失真
IMR	Signal-to-Intermodulation Distortion Ratio	三阶互调失真比
IP3	Third-order Intercept Point	三阶交调点
LDMOS	Laterally Diffused Metal Oxide Semiconductor	横向扩散金属氧化物半导体
LINC	Linear Amplification using Nonlinear Components	非线性部件进行线性放大
LMS	Least Mean Square	最小均方
LO	Local Oscillator	本地振荡器
LUT	Look Up Tables	查找表
MANFIS	Modified Adaptive Neuro-Fuzzy Inference System	修正自适应神经模糊推理系统 (修正模糊神经网络)

缩略词

MESFET	Metal-Semiconductor-Field-Effect-Transistor	金属半导体场效应晶体管
MIMO	Multiple Input Multiple Output	多输入多输出
MOD	Modulator	调制器
MOSFET	Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor	金属氧化物半导体场效应晶体管
MLPs	Multilayer perceptrons	多层感知器
MSE	Mean Squared Errors	均方误差
MSPS	Million Samples Per Second	兆次每秒采样
NARMA	Nonlinear Auto-Regressive Moving Average	非线性自回归移动平均
NMSE	Normalized Mean Squared Errors	归一化均方误差
OBO	Output Back-Off	输出回退
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing	正交频分复用
OIP3	Output Third-order Intercept Point	输出三阶交调点
PA	Power Amplifier	功率放大器
PAR	Peak to Average Power Ratio	峰均比
PSD	Power Spectral Density	功率谱密度
QAM	Quadrature Amplitude Modulation	正交幅度调制
QPSK	Quadrature Phase-Shift Keying	正交相移键控
RBFNN	Radial-Basis Function Neural Networks	径向基函数神经网络
RF	Radio Frequency	射频
RLS	Recursive Least Square	递归最小二乘
RMSE	Root Mean Squared Errors	均方根误差
RVTDNN	Real-Valued Time-Delay Neural Networks	实数延时神经网络
SNR	Signal-to-Noise Ratio	信噪比
TD-SCDMA	Time Division-Synchronous Code Division Multiple Access	时分同步的码分多址
VSA	Vector Signal Analyzer	矢量信号分析仪
WCDMA	Wideband Code Division Multiple Access	宽带码分多址
WiMAX	Worldwide Interoperability for Microwave Access	全球微波互联接入
WLAN	Wireless Local Area Network	无线局域网

东南大学学位论文独创性声明

本人声明所呈交的学位论文是我个人在导师指导下进行的研究工作及取得的研究成果。尽我所知，除了文中特别加以标注和致谢的地方外，论文中不包含其他人已经发表或撰写过的研究成果，也不包含为获得东南大学或其它教育机构的学位或证书而使用过的材料。与我一同工作的同志对本研究所做的任何贡献均已在论文中作了明确的说明并表示了谢意。

研究生签名：羽建锋 日期：2009年4月27日

东南大学学位论文使用授权声明

东南大学、中国科学技术信息研究所、国家图书馆有权保留本人所送交学位论文的复印件和电子文档，可以采用影印、缩印或其他复制手段保存论文。本人电子文档的内容和纸质论文的内容相一致。除在保密期内的保密论文外，允许论文被查阅和借阅，可以公布（包括以电子信息形式刊登）论文的全部内容或中、英文摘要等部分内容。论文的公布（包括以电子信息形式刊登）授权东南大学研究生院办理。

研究生签名：羽建锋 导师签名：[Signature] 日期：2009年4月27日

第一章 绪论

1.1 研究背景

从远古时期的烽火通信到 19 世纪中叶电报和电话的发明,从电磁波的猜想和证实到无线通信的广泛使用,人类通信技术发生了翻天覆地的变化。20 世纪中后期到 21 世纪以来,移动通信系统的发展日新月异,在第二代移动通信系统(2G)全球广泛普及后,第三代移动通信系统(3G)的技术已经非常成熟并且在世界各国不断深入推广和商用,第四代移动通信系统(4G)也进入了研究起步阶段。在移动通信系统不断演进的同时,各种新型的数字移动通信系统随之成为研究热点,比如 CDMA2000、WCDMA、TD-SCDMA、WiMAX 和 WLAN 等。从 2G 的语音通话到 3G 的多媒体、高质量视频和高速率的网络接入,在这些通信系统中,数据业务量不断激增,数据带宽呈现数量级的变化,因此,日益稀缺的频谱资源一直是人们关注的焦点。

为了提高频谱利用率,通信系统广泛采用了各种线性调制技术和多载波调制技术,比如正交相移键控(Quadrature Phase-Shift Keying: QPSK)、正交幅度调制(Quadrature Amplitude Modulation: QAM)以及正交频分复用(Orthogonal Frequency Division Multiplexing: OFDM)等,尽管新的调制方式可以有效地缓解频谱和高速数据传输之间的矛盾,但是对通信系统中的射频系统提出了新的难题。由于这些数字调制方式都属于非恒定包络的调制方式,往往效率越高的调制方式,信号的峰均比(Peak to Average Power Ratio: PAPR)也越大,而高峰均比信号对射频功率放大器线性度要求很高。现在通信系统中,广泛采用了 OFDM 的多载波的技术、MIMO(Multiple Input Multiple Output)技术等,采用线性化的射频发射机系统,对于减少邻道干扰、降低带内带外失真、提高工作效率和通信质量都有着非常重要的意义^{[1][3]}。

一般而言,功率放大器是射频系统中价格最昂贵、实现难度最大的关键部件。功率放大器有着明显的非线性特性,当输入信号功率较小时,功率放大器工作于线性工作区;当输入信号功率较大时,功率放大器就会进入饱和区甚至截止区,产生严重的非线性失真。为了提高功率放大器的工作效率,功率放大器的工作点越高越好,总是希望接近于饱和区。然而,当功率放大器工作在接近饱和区时,会引起严重的带内失真和带外频谱泄露,并且随着现代通信系统带宽的增加,功率放大器会产生其它的各种非线性特性,如记忆效应等。所以,功率放大器的工作效率和线性度是互相矛盾的^[4]。

提高功率放大器线性度最简单的办法是功率回退,让大功率的功率放大器工作在很小功率的工作点,也就是工作在线性区来提高线性度。功率回退虽然实现起来很简单,但是缺点很明显。第一,功率回退意味着相同功率输出信号需要更大功率容量的功率放大器,功率容量越大,器件成本越昂贵;第二,功率放大器消耗的能量通常占整个射频系统的 85%以上,功率回退意味着功率放大器的工作效率很低,电源的利用率很低,有的系统中电源利用率只有 1%~5%,设备工作时非常耗能源,并且维护成本极高^{[5][6]}。

在无线通信系统中,低成本、高效率和高线性度的射频功率放大器已经成为一个制约其发展的瓶颈。在当今移动电话和手机不可或缺的时代,高效率的功率放大器不但节省手机电池的耗电量和成本,而且可延长电池的使用时间和使用寿命,对于节约型社会的建设有着重要的意义^{[7][8]}。

因此,在现代宽带无线通信系统中,射频功率放大器的线性化技术和功率放大器行为模型的研究是一个非常有益的课题。

1.2 相关内容及进展

功率放大器的研究内容非常广泛, 主要包括功率放大器的晶体管制造技术的研究、功率放大器设计方法和结构的研究、功率放大器的非线性特性和记忆效应的研究、功率放大器的线性化技术的研究和功率放大器行为模型的研究等。

功率放大器的发展历史可以分为电子管、晶体管、集成电路和场效应管四个阶段。功率放大器的晶体管制造技术, 主要通过改变半导体工艺、结构、材料等, 研究出低噪声、高效率、高增益和高线性度的稳定的功率放大器, 现在的功放的类型有: 双极结型晶体管(Bipolar Junction Transistor: BJT)、金属氧化物半导体场效应晶体管(Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor: MOSFET)、横向扩散金属氧化物半导体(Laterally Diffused Metal Oxide Semiconductor: LDMOS)、砷化镓(GaAs)金属半导体场效应晶体管(Metal-Semiconductor-Field-Effect-Transistor: MESFET)和高电子迁移率晶体管(High Electron Mobility Transistor: HEMT)等^{[9][10]}。

功率放大器的设计方法的研究的内容^{[11][12]}有: 输入和输出匹配网络的设计、偏置网络的设计、多级功放匹配的设计、稳定性、噪声系数等等。功率放大器的结构的研究内容有: A类、B类、AB类、C类、D-F类、Doherty放大器等。

本文主要研究的是: 功率放大器非线性特性和记忆效应, 功率放大器建模技术、功率放大器线性化技术和预失真技术。下面详细的说明这几方面国内外的研究内容、现状和进展。

1.2.1 功率放大器建模

建立数学模型的过程, 是把错综复杂的实际问题简化、抽象为合理的数学模型的过程。功率放大器的建模过程就是利用数学知识和数学工具来描述功率放大器的非线性特性的过程。通常功率放大器模型可以分为两类: 物理模型和行为模型。物理模型根据功率放大器内部具体的电路结构, 运用电路理论建立等效电路模型。行为模型则不关心功率放大器的内部结构, 仅把功率放大器看成一个“黑箱”, 根据功率放大器的输入和输出信号, 构造非线性特性的输入和输出响应关系, 建立关于功率放大器的特性模型。这里我们主要讨论的是行为模型。

在窄带通信系统中, 可以近似地认为功放的非线性特性是静态的。然而, 随着通信系统的发展, 系统带宽变宽和信号峰均比变大, 输入功放的信号是包络非恒定的调制信号, 功放表现出和输入信号带宽(频率)相关的非线性特性, 这种现象叫记忆效应。从时域的角度来看, 功放的输出信号不但和当前的输入信号有关, 而且和以前的输入信号有关。所以根据记忆效应, 功率放大器的行为模型又可以分为无记忆的模型和有记忆的模型。

关于记忆效应的重要研究进展有: 1989年, Bosch和Gatti分析记忆效应产生的原因, 研究了功率放大器预失真器中的记忆效应的仿真和测量^[13]; 2000年, Carvalho和Pedro研究了在双音测试下, 射频功率放大器的偏移匹配网络导致边带不对称的现象^{[14][15]}; 2001年, Vuolevi等人研究了射频功率放大器记忆效应的测量技术, 给出了电记忆效应和电热记忆效应的定义, 并且分析了两种记忆效应产生的原因^[16]; 2002年, Ku给出了一种定量描述功率放大器记忆效应的方法^[17]; 2003年, Ku等人研究了稀疏延时结构的记忆多项式模型, 定量分析了记忆的大小^[18], 同时, Boumaiza和Ghannouchi研究了射频功率放大器中热记忆效应的建模以及预失真器的实现方法^[19]; 2007年, Liu等人研究了一种在宽带射频功率放大器中定量衡量记忆效应的方法^[20]。

早期研究功率放大器的时候大多都是采用无记忆的模型, 常用的有幂级数模型^[4]和Saleh模型^[21]等。幂级数模型因为其结构简单在分析功率放大器非线性特性和各种失真分量的时候用的比较多, Saleh模型最初是用于行波管的功放建模, 但后来也用于其他固态功放的建模, 其模型结构也比较简单, 参数只有4个。

现代通信系统中, 功率放大器的记忆效应越来越明显, 对于功率放大器本身的和整个通信系统的影响都是不可忽略的, 无记忆的模型已经不能够很好地描述功率放大器的特性。所以, 近年来,

有记忆的功放模型一直是人们的研究重点。有记忆的功放模型一般可以分为两类，一类是 Volterra 级数模型及其简化模型，另一类是神经网络模型^[7]。

Volterra 级数^{[1][3]}是对泰勒级数的扩展，相当于有记忆的泰勒级数，是分析弱非线性特性动态系统的常用方法。传统的 Volterra 级数一般适用于弱非线性特性的动态系统建模，系统的参数会随着系统阶次和记忆长度的增大而急剧增加，所以参数多、计算量大、收敛慢，性能受到阶次大小和记忆长度的影响是这一类模型的缺点。因此，对传统 Volterra 级数模型的简化是当前模型研究一个重要内容^{[22]-[30]}。

2004 年, Zhu 等人提出了直接修剪的 Volterra 级数^[27], 通过选择 Volterra 级数中最重要的组成项, 进一步减少了参数和降低了求解的复杂度, 后来, 又提出了动态偏移减少基的 Volterra 级数^[28]和 Volterra-Laguerre 级数扩展模型^[29], 动态 Volterra 级数可以动态地定义模型的结构, 提高了建模的灵活性, Volterra-Laguerre 级数扩展模型的参数是和记忆长度不相关的, 适合强记忆效应的功放建模。2006 年, Isaksson 等人也利用正交基函数-Kautz 函数来简化 Volterra 级数模型的结构^[30]。

比较常用的有记忆的多项式模型^{[31][32]}也是由 Volterra 级数模型简化而来, 其模型参数的数量远远少于 Volterra 级数的参数数量。另外, 几个模块级联也是 Volterra 级数简化模型中的一个重要研究内容, 其中有 Wiener 模型^{[33]-[35]}、并行 Wiener 模型^[36]、Hammerstein 模型^{[37]-[39]}、并行 Hammerstein 模型^[40]、Wiener-Hammerstein 模型^[41]等。

神经网络能逼近任意连续的非线性函数, 且具有灵活的学习方式, 已经成为研究热点^{[42][43]}。近几年, 微波非线性电路和系统包括功率放大器的建模方面, 神经网络已经得到了广泛应用^{[44]-[46]}。近年来的研究成果有: 实数(I 和 Q)延时神经网络模型^[47] (Real-Valued Time-Delay Neural Networks: RVTDDN)、径向基函数神经网络模型^[48] (Radial-Basis Function Neural Networks: RBFNN)和递归型神经网络模型^{[49][50]}。

神经网络虽然是非线性动态系统建模的有效方法, 但是大多数神经网络模型都是多层感知器的结构, 难提取出模型参数, 其复杂的多层结构在一定程度上制约了预失真的实现和应用。模糊推理系统^{[51][52]}已经在自动控制、数据分类和模式识别等领域获得了成功的应用, 结合神经网络建立非线性模型方面已体现出了优越性, 于是模糊神经网络模型在功率放大器建模研究方面已经成为一个非常有意义的课题。关于功率放大器的模糊神经网络模型的研究成果有: Lee 等人研究了基于自适应神经模糊推理系统 (Adaptive neuro-fuzzy inference system: ANFIS) 模型的预失真器^{[53]-[55]}, 实验结果表明这种预失真器对于 WCDMA 信号的失真可以降低 12dB。

1.2.2 线性化技术

近年来, 各种功率放大器线性化技术的研究和应用越来越广泛。常用的线性化技术有: 负反馈法^{[4][56]-[59]} (Feedback)、前馈法^{[4][5][60]-[63]} (Feedforward)、包络消除与恢复技术^{[4][64]} (Envelope Elimination and Restoration: EE&R)、非线性部件进行线性放大^{[4][65]-[69]} (Linear Amplification using Nonlinear Components: LINC)、组合模拟锁定环路通用调制器^{[4][70]} (Combined Analogue-Locked Loop Universal Modulator: CALLUM)、各种模拟预失真^{[71]-[75]}和数字预失真方法 (Predistortion)^{[76]-[121]}等。

负反馈技术也许是功放线性化技术中最简单的一种方法, 起初在音频放大器领域获得了广泛应用。它的基本原理是牺牲功放的增益获得对失真的抑制。负反馈技术可以应用到射频功放中, 也可以扩展到调制信号上, 一般负反馈技术可以分为射频负反馈, 包络负反馈、极坐标负反馈和笛卡尔负反馈等。负反馈技术的缺点有: 反馈回路延时的控制较难、反馈回路带宽太大、会出现不稳定现象等。

随着通信技术的发展前馈技术逐渐受到人们的重视, 虽然前馈技术的结构比较复杂、硬件成本相对较高、器件特性随时间温度变化不容易补偿, 但是它比较适合宽带系统, 而且没有稳定性的问题, 可以比较大的改善功放线性度。

包络消除与恢复技术把输入功放的幅度和相位分离, 然后再合成。它的优点是射频功放工作于开关模式, 效率较高, 既可以获得高效率, 又可以获得较好的线性度。它的缺点也非常明显: 在宽

带系统中, 分离幅度和相位的时候会引入附加的失真, 而且幅度和相位两条通路的延时误差需要补偿, 另外, 对峰均比较大的输入信号, 射频功放电源电压的调制比较难实现。

非线性部件进行线性放大技术把输入信号分解成两个包络恒定的信号, 再分别放大合成。LINC 信号分解时, 早期通过模拟技术来实现, 出现了很多问题: 硬件复杂度高、成本高、功耗大和难于集成。现在, 随着数字信号处理技术的发展, 使得信号的分解变的简单了, LINC 对于两条通路上的幅度和相位的匹配十分敏感, 微小的误差都会导致线性度的恶化, 这也是 LINC 技术在现代通信系统中应用不多的原因。CALLUM 和 LINC 技术类似, 区别在于利用了两个负反馈环路把信号分解成两路恒定包络的信号。

在现代宽带通信系统中, 预失真技术是除了前馈线性化技术外的另外一种主流的技术。预失真技术的基本思想是在非线性的射频功放前面插入一个非线性的器件, 使得两者的非线性特性相互抵消来达到线性化的目的。预失真技术可以分为射频(Radio Frequency: RF)预失真、中频(Intermediate Frequency: IF)预失真和基带预失真。射频和中频预失真的结构和原理类似, 通常采用模拟电路实现, 而基带预失真通常都是采用数字技术实现, 有时候也把预失真技术分为模拟预失真和基带数字预失真(Digital Predistortion: DPD)。

模拟预失真虽然有很多优点: 电路结构简单、成本低、开环结构的无条件稳定和线性化带宽宽, 但是它的线性化的效果有限, 在高频处理高阶的失真分量比较困难等, 对于线性度要求不高的系统可以采用模拟预失真技术。

在各种线性化技术中, 数字预失真技术是近年来最受关注的技术, 因为数字预失真技术可以采用各种数字信号处理技术和算法, 灵活性高, 稳定性好, 可以有效地改进功率放大器的效率和线性度, 下面详细介绍数字预失真技术的相关内容和进展。

1.2.3 数字预失真技术

通常, 数字预失真技术是利用功率放大器的输入和输出信号建立功率放大器的逆模型, 根据逆模型在基带预失真功率放大器的非线性特性和记忆效应。所以, 功率放大器行为模型的研究是数字预失真技术的核心, 如何建立简单、高效和高精度的非线性行为模型及设计模型的实现方法是数字预失真研究的重点。早期由于通信系统带宽较窄, 功率放大器的模型都是静态的无记忆模型。所以预失真器多数都是用来弥补功率放大器静态的幅度和相位失真特性。

1988 年, Bateman 等提出了查找表(Look Up Tables: LUT)和曲线拟合的预失真方法^[76]。

1989 年, Nagata 提出了映射预失真技术^[77], 利用两个二维查找表把输入信号的 IQ 分量映射成输出信号的 IQ 分量; Minowa 于 1990 年提出了和功率回退技术结合的类似的映射线性化系统^[78]。后来, Younsik 研究了 OFDM 系统中有记忆的映射预失真器^[79]。

1990 年, Faulkner 提出了极坐标预失真技术^[80], 利用两个一维的查找表分别来弥补功放幅度和相位的失真; 对于极坐标系, 调制器和解调器误差比较敏感, 其弥补的方法也得到了研究^{[82][83]}。

1990 年, Cavers 提出了复增益预失真技术^{[84][85]}, 利用两个一维的查找表分别存储 I 和 Q 增益的复数系数, 不需要直角坐标到极坐标的转换处理过程, 大大简化了预失真器和自适应算法的复杂度。1992 年, Wright 利用实验验证了窄带系统中复增益预失真的效果^[86]。

由于上述预失真技术都是利用查找表来实现的, 所以关于查找表的大小和字长的宽度, 查找表的索引技术和查找表的自适应更新算法等相关问题, 也成为预失真技术的重要研究内容。1996 年, Sundstrom 等分析了关于查找表量化效应对于预失真系统的影响^[87], 2003 年, Shi 等研究了查找表的大小对于预失真系统性能的影响^[88]。1997 年, Cavers 提出了最佳预失真器索引技术^{[89][90]}, 其他的一些索引技术可以参考文献[91]-[95]。查找表的自适应更新算法有很多种, 一般可以分为两类, 一类是基于导数的迭代算法: 最陡下降法、最小均方算法(Least Mean Square: LMS)、递归最小二乘法(Recursive Least Square: RLS)、牛顿法等等^[96], 另一类是非导数迭代算法: 遗传算法、随机搜索算法等等^{[97][98]}。另外, 1997 年, Cavers 研究了调制解调误差对于自适应预失真系统的影响^[99], 1999 年, Manninen 研究了自适应数字预失真系统中的反馈延时误差^[100]。

一些关于预失真的最新研究成果综述如下。Liu 等人提出了扩充 (Augmented) Hammerstein 预失真结构^[39], Lee 等人研究了 ANFIS 结构的预失真器^[55], Montoro 等人提出了非线性自回归移动平均模型的预失真器 (Nonlinear auto-regressive moving average: NARMA)^[101], Gilabert 等人给出了非线性自回归移动平均模型预失真器的 FPGA (Field Programable Gate Array) 实现方法^[102], Hammi 等人提出了巢式查找表 (nested LUTs)^[103]技术, Woo 等人提出了自适应的数字反馈预失真技术^[104], 在此基础上, Kim 等人又提出新型宽带自适应反馈预失真技术^[105], Zhu 等人在开环数字预失真器中采用了动态偏移减少基 Volterra 级数的方法^[106], 在包络追踪的放大器中采用了分解分段 Volterra 级数的数字预失真方法^[107]。

国内关于功率放大器预失真技术的研究工作起步比国际上晚, 但是近年来越来越受到了研究人员的重视。2000 年以来, 国内很多大学的科研人员都参与到了数字预失真技术的研究。赵洪新等给出了一种基带预失真 RF 功率放大器线性化技术的模型仿真与实验^[108]。毛文杰等研究了一种基于双查找表的自适应预失真射频功率放大器线性化方法^[109]。王勇等研究了基于多项式的记忆型数字基带预失真器^[110]。其他的一些国内的关于预失真和功放模型的文献可以参考[111]-[121]。

随着国内外研究的深入, 相对简单的数字预失真器已经逐步进入商用。Agilent 公司在 ADS (Advanced Design System) 软件中提供了预失真器的设计实例, Altera 和 Xilinx 公司都开发出了数字预失真的 FPGA 解决方案, 已经可以提供给客户使用, PMC-Sierra 和 Intersil 公司已开发出基于查找表的预失真芯片, 可以应用到第三代移动通信系统中。

1.3 本文的内容和结构

本文内容主要分为两个部分: 一是研究当前宽带通信系统中, 射频功率放大器模型的非线性特性和记忆效应, 建立新型的有记忆效应的功率放大器模型和算法, 分析其收敛特性、误差特性、稳定性和效率等; 二是研究当前功率放大器的线性化技术, 主要研究最有潜力的数字预失真技术, 结合功率放大器模型和算法, 在基于仪器的实验平台上验证预失真模型的效果, 并且在设计 FPGA 硬件平台的基础上给出预失真器的实现方法和实验结果。其中主要完成的创新性工作有:

- 1) 对功率放大器幅度输入的延时神经网络有记忆模型进行了仿真和实验研究。
- 2) 对于模糊神经网络模型 (ANFIS) 进行了深入研究, 建立了有记忆效应的功率放大器实时延时模糊神经网络模型, 并且采用模糊 c 类均值聚类方法来减少模型的规则数目和简化模型结构。在测试平台上, 用三载波 WCDMA 宽带信号对射频功率放大器进行测试, 成功地对模型进行了训练和验证, 给出了时域和频域的实验结果。
- 3) 提出了基于模糊神经网络的 Hammerstein 模型, 给出了模型的设计结构和对应的算法, 在基于仪器的实验平台上采集数据并验证了模型的性能, 与静态的模糊神经网络模型进行了对比分析。
- 4) 在研究模糊神经网络模型的基础上, 把修正模糊神经网络模型^[122] (Modified ANFIS: MANFIS) 应用于功率放大器建模, 给出了 MANFIS 有记忆模型的结构, 仿真分析了模型的收敛性能和精度, 建立了基于仪器的实验平台, 利用 WCDMA 单载波信号和三载波信号, 对 MANFIS 模型进行了实验验证, 分析了模型的参数个数和归一化的均方误差结果, 给出了时域和频域的验证结果, 并和其他神经网络模型进行了比较和分析。
- 5) 研究了基于模糊神经网络的 Hammerstein 模型的预失真器的实现方法, 给出了基于仪器平台的实验验证结果。
- 6) 研究了基于修正模糊神经网络模型的数字预失真器的实现方法, 给出了基于仪器平台的实验验证结果, 并进行了详细的比较和分析。
- 7) 研究了基于复增益查找表的数字预失真器的 FPGA 实现方法, 并且在硬件平台上完成实验验证。
- 8) 研究了极坐标形式基于 ANFIS 模型的数字预失真的 FPGA 实现方法, 并且在硬件平台上完成实验验证。

本文第一章为绪论,介绍了本课题的研究背景、相关的研究内容和进展,给出了本文研究工作的创新点和论文结构安排。

第二章主要内容介绍了宽带射频功率放大器的非线性特性、测量指标、记忆效应等。

第三章分析了当前宽带射频功率放大器的无记忆和有记忆模型,介绍了 Volterra 级数模型、Volterra 级数简化模型、多项式模型、Wiener 模型、Hammerstein 模型、神经网络模型和模糊神经网络模型等,分析讨论了幅度输入的延时神经网络模型。

第四章介绍了功率放大器建模采集数据的方法,研究了实数 I/Q 延时模糊神经网络模型、基于模糊神经网络的 Hammerstein 模型和修正模糊神经网络模型。

第五章介绍了功率放大器的各种线性化技术,重点研究了数字预失真技术,给出了基于模糊神经网络的 Hammerstein 模型预失真器的实现方法和修正模糊神经网络模型数字预失真实现方法,分别在基于仪器的平台上进行了验证。

第六章分析了基于查找表技术的数字预失真方法,简单研究了基于复增益查找表数字预失真器的 FPGA 实现方法,重点研究了极坐标形式基于 ANFIS 模型的数字预失真器的 FPGA 实现方法,并且在硬件平台上成功进行了实验验证。

参考文献

- [1] Vuolevi J, Rahkonen T. Distortion in RF power amplifiers[M]. Boston, MA: Artech House, 2003. 1-8.
- [2] A Maas Stephen. Nonlinear Microwave and RF Circuits (Second Edition)[M]. Boston, MA: Artech House, 2003. 1-27
- [3] Pedro J C, Carvalho N B. Intermodulation Distortion in Microwave and Wireless Circuits[M]. Boston, MA: Artech House, 2003. 1-22.
- [4] Kenington P B. High Linearity RF Amplifier Design[M]. Boston, MA: Artech House, 2000. 1-85.
- [5] Legarda J. Feedforward amplifiers for wideband communication systems[M]. Netherlands: Springer, 2006. 25-73.
- [6] Reynaert Patrick, Steyaert Michiel. RF Power Amplifiers For Mobile Communications[M]. Netherlands: Springer, 2006. 9-64.
- [7] Isaksson M, Wisell D, Ronnow D. A Comparative Analysis of Behavioral Models[J]. IEEE Trans Microw Theory Tech, 2006, 54(1): 348-359.
- [8] Pedro J C, Maas S A. A comparative overview of microwave and wireless power-amplifier behavioral modeling approaches[J]. IEEE Trans Microw Theory Tech, 2005, 53(4): 1150-1163.
- [9] Reinhold Ludwig, Pavel Bretchko. 射频电路设计——理论与应用[M]. 电子工业出版社, 2002.
- [10] Ulrich L. Rohde, David P. Newkirk RF Microwave Circuit Design for Wireless Applications[M]. New York: John Wiley & Sons, 2000.
- [11] Cripps Steve C. Advanced Techniques in RF Power Amplifier Design[M]. Boston, MA: Artech House, 2002.
- [12] Gonzale G. Microwave Transistor Amplifiers Analysis and Design[M]. New Jersey: Prentice-Hall, 1984.
- [13] Bosch W, Gatti G. Measurement and simulation of memory effects in predistortion linearizers[J]. IEEE Trans Microw Theory Tech, 1989, 37(12): 1885-1890.
- [14] Carvalho N B, Pedro J C. Two-tone IMD asymmetry in microwave power amplifiers[C]. IEEE MTT-S Int Microwave Symp Digest, Boston, MA, USA, 2000, 1:445-448.
- [15] Carvalho N B, Pedro J C. A comprehensive explanation of distortion sideband asymmetries[J]. IEEE Trans Microw Theory Tech, 2002, 50(9): 2090- 2101.

- [16] Vuolevi Joel H K, Rahkonen Timo, Manninen Jani P A. Measurement Technique for Characterizing Memory Effects in RF Power Amplifiers[J]. IEEE Trans Microw Theory Tech, 2001, 49(8): 1383-1389.
- [17] Ku H, McKinley M D, Kenney J S. Quantifying Memory Effects in RF Power Amplifiers[J]. IEEE Trans Microw Theory Tech, 2002, 50(12): 2843-2849.
- [18] Ku H, Kenney J S. Behavioral modeling of nonlinear RF power amplifiers considering memory effects[J]. IEEE Trans Microw Theory Tech, 2003, 51(12): 2495-2504.
- [19] Boumaiza Slim, Ghannouchi Fadhel M. Thermal Memory Effects Modeling and Compensation in RF Power Amplifiers and Predistortion Linearizers[J]. IEEE Trans Microw Theory Tech, 2003, 51(12): 2427-2433.
- [20] Liu Taijun, Boumaiza Slim, Sesay Abu B. Quantitative Measurements of Memory Effects in Wideband RF Power Amplifiers Driven by Modulated Signals[J]. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 2007, 17(1): 79-81.
- [21] Saleh A. Frequency-Independent and Frequency-Dependent Nonlinear Models of TWT Amplifiers[J]. IEEE Trans Commun, 1981, 29(11): 1715-1720.
- [22] Schetzen M. The Volterra and Wiener Theories Nonlinear Systems[M]. New York: Wiley, 1980.
- [23] Mathews V J, Sicuranza G L. Polynomial Signal Processing[M]. New York: Wiley, 2000.
- [24] Hummels D R, Gitchell R D. Equivalent low-pass representations for bandpass volterra systems[J]. IEEE Transactions on Communications, 1980, COM-28(1): 140-142.
- [25] Martin R J. Volterra system identification and Kramer's sampling theorem[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 1999, 47(11): 3152-3155.
- [26] Zhu A, Wren M, Brazil T J. An efficient Volterra-based behavioral model for wideband RF power amplifiers [C]. IEEE MTT-S Int Microwave Symp Digest, Philadelphia, PA, USA, 2003, 2: 787-790.
- [27] Zhu A, Brazil T J. Behavioral Modeling of RF Power Amplifiers Based on Pruned Volterra Series[J]. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, Dec. 2004, 14(12): 563-565.
- [28] Zhu A, Pedro J C, Brazil T J. Dynamic Deviation Reduction Based Volterra Behavioral Modeling of RF Power Amplifiers[J]. IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, 2006, 54(12): 4323-4332.
- [29] Zhu A, Brazil T J. RF Power Amplifiers Behavioral Modeling Using Volterra Expansion with Laguerre Functions[C]. IEEE MTT-S Int Microwave Symp Dig, Long Beach, CA, USA, 2005: 963-966.
- [30] Isaksson M, Ronnow D. A Kautz-Volterra Behavioral Model for RF Power Amplifiers[C]. IEEE MTT-S Int Microwave Symp Dig, San Francisco, California, USA:2006: 485-488.
- [31] Kim J, Konstantinou K. Digital Predistortion of Wideband Signals Based on Power Amplifier Model with Memory[J]. Electronics Letters, 2001, 37(23): 1417-1418.
- [32] Ding L, Zhou G T, Morgan D R, et al. A Robust Digital Baseband Predistorter Constructed Using Memory Polynomials[J]. IEEE Trans on Communications, 2004, 52(1): 159-164.
- [33] Clark C J, Chrisikos G, Muha M S, et al. Time-domain envelope measurement technique with application to wideband power amplifier modeling[J]. IEEE Trans Microwave Theory Tech, 1998, 46(12): 2531-2540.
- [34] Ljung L, System Identification: Theory for the User, 2nd ed. Prentice Hall, 1999.
- [35] Gilibert P L, Montoro G, Bertran E. On the Wiener and Hammerstein Models for Power Amplifier Predistortion[C]. Asia-Pacific Microwave Conference Proceedings (APMC2005), SuZhou, China, 2005,2.

- [36] Silveira D, Gadringer M, Arthaber H, et al. RF-Power Amplifier Characteristics Determination Using Parallel Cascade Wiener Models and Pseudo-Inverse Techniques[C]. Asia-Pacific Microwave Conference Proceedings (APMC2005), SuZhou, China, 2005, 1.
- [37] Bai Er-Wei. An Optimal Two-Stage Identification Algorithm for Hammerstein-Wiener Nonlinear Systems[C]. Automatica, 1998, 34(3): 333-338.
- [38] Gilibert P L, Silveira D D, Montoro G, et al. RF-Power Amplifier Modeling and Predistortion Based on a Modular Approach[C]. Proc IEEE European Microwave Integrated Circuits Conference (EuMIC06), Manchester, United Kingdom, 2006: 265-268.
- [39] Liu T, Boumaiza S, Ghannouchi F M. Augmented Hammerstein Predistorter for Linearization of Broad-Band Wireless Transmitters[J]. IEEE Trans on Microwave Theory and Techniques, 2006, 54(4): 1340-1349.
- [40] Silveira D D, Arthaber H, Gilibert P L, et al. Application of Optimal Delays Selection on Parallel Cascade Hammerstein Models for the Prediction of RF-Power Amplifier Behavior[C]. Asia-Pacific Microwave Conference Proceedings (APMC2006), Yokohama, Japan, 2006, 1: 283-286.
- [41] Benedetto S, Biglieri E. Nonlinear equalization of digital satellite channels[J]. IEEE J Select Areas Commun, 1983, SAC-1(1): 57-62.
- [42] Simon Haykin. 神经网络原理[M]. 机械工业出版社, 2004.
- [43] Martin T Hagan, Howard B Demuth, Mark H Beale. 神经网络设计[M]. 机械工业出版社, 2002.
- [44] Wood J, Root D E, Tuffillaro N B. A behavioral modeling approach to nonlinear model-order reduction for RF/microwave ICs and systems[J]. IEEE Trans Microw Theory Tech, 2004, 52(9): 2274-2284.
- [45] Xu J J, Yagoub M C E, Ding R, et al. Neural-based dynamic modeling of nonlinear microwave circuits[J]. IEEE Trans Microw Theory Tech, 2002, 50(12): 2769-2780.
- [46] Ibnkahla M, Sombria J, Castanie F, et al. Neural networks for modeling nonlinear memoryless communication channels[J]. IEEE Trans Commun, 1997, 45(7): 768-771.
- [47] Liu T, Boumaiza S, Ghannouchi F M. Dynamic Behavioral Modeling of 3G Power Amplifiers Using Real-Valued Time-Delay Neural Networks[J]. IEEE Trans Microw Theory Tech, 2004, 52(3): 1025-1033
- [48] Isaksson M, Wisell D, Ronnow D. Wide-band dynamic modeling of power amplifiers using radial basis function neural networks[J]. IEEE Trans Microw Theory Tech, 2005, 53(11): 3422-3428.
- [49] Luongvinh D, Kwon Y. Behavioral modeling of power amplifiers using fully recurrent neural networks[J]. IEEE MTT-S Int Microwave Symp Dig, Long Beach, CA, USA, 2005: 1979-1982.
- [50] Luongvinh D, Kwon Y. A Fully Recurrent Neural Network-Based Model for Predicting Spectral Regrowth of 3G Handset Power Amplifiers With Memory Effects[J]. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 2006, 16(11): 621-623.
- [51] 张智星, 孙春在, 水谷英二. 神经-模糊和软件计算[M]. 西安交通大学出版社, Prentice-Hall, 2000.
- [52] Jang J -S. ANFIS: adaptive-network-based fuzzy inference system[J]. IEEE Trans Systems Man Cybern, 1993, 23(3): 665-685.
- [53] Lee K C, Gardner P. A novel digital predistorter technique using an adaptive neuro-fuzzy inference system[J]. IEEE Commun Lett, 2003, 7(2): 55-57.
- [54] Lee K C, Gardner P. Neuro-fuzzy approach to adaptive digital predistortion[J]. Electron Lett, 2004, 40(3): 185-186.
- [55] Lee K C, Gardner P. Adaptive neuro-fuzzy inference system (ANFIS) digital predistorter for RF power amplifier linearization[J]. IEEE Trans Vehicular Technology, 2006, 55(1): 43-51.

- [56] Petrovic V, Brown A N. Application of Cartesian feedback to HF SSB transmitters[C]. Third International Conference on HF Communication Systems and Techniques, 1985, 245: 81-85.
- [57] Whittle S M. A practical Cartesian loop transmitter for narrowband linear modulation PMR systems[J]. IEE Colloquium (Digest), 1994, 1-5.
- [58] Briffa M A, Faulkner M. Dynamically biased Cartesian feedback linearization[C]. IEEE Vehicular Technology Conference, Secaucus, NJ, USA, 1993, 672-675.
- [59] Cho H, Kim M-S, Jeong J-H, et al. A high-power cartesian feedback transmitter including a compact inverted doherty amplifier[J]. Microwave and Optical Technology Letters, 2008, 50(4): 944-946.
- [60] Parsons K J, Kenington P B. The efficiency of a feedforward amplifier with delay loss[J]. IEEE Trans Veh Technol, 1994, 43: 407-412.
- [61] Cavers J K. Adaptation behavior of a feedforward amplifier linearizer[J]. IEEE Trans Veh Technol, 1995, 44: 31-40.
- [62] Larose C L, Ghannouchi F M. Optimization of feedforward amplifier power efficiency on the basis of drive statistics[J]. IEEE Trans Microw Theory Tech, 2003, 51(1): 41-54.
- [63] Zhou J, Feng L, Zhu X, et al. Design of an ultralinear wideband feedforward amplifier using EDA tools[J]. Microwave Journal, 2000,43(1).
- [64] Kahn L R. Single-side band Transmission by Envelope Elimination and Restoration[C]. Proceedings of the IRE, 1952, 40(7): 803-806.
- [65] Cox D C. Linear Amplification with Nonlinear Components[J]. IEEE Transactions on Communications, 1974, 22(12): 1942-1945.
- [66] Chireix H. High Power Outphasing Modulation[C]. Proceedings of the IRE, 1935, 23(11): 1370-1392.
- [67] Hetzel S A, Bateman A, McGeehan J P. LINC transmitter[J]. Electronics Letters, 1991, 27(10): 844-846.
- [68] Cox D, Leck R. Component Signal Separation and Recombination for Linear Amplification with Nonlinear Components[J]. IEEE Transactions on Communications, 1975, 23(11): 1281-1287.
- [69] Garcia P, Mingo J d, Valdovinos A, et al. An adaptive digital method of imbalances cancellation in LINC transmitters[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, May 2005, 54(3): 879-888.
- [70] Bateman A. The combined analogue locked loop universal modulator[J]. Proc VTC, 1992, 759-763.
- [71] Sun J, Li B, Chia Y W M. A novel CDMA power amplifier for high efficiency and linearity[C]. IEEE Vehicular Technology Conference, Amsterdam, Netherlands, 1999, 4(4): 2044-2047.
- [72] Sun J, Li Bin, Chia M Y W. Linearized and highly efficient CDMA power amplifier[J]. Electronics Letters, 1999, 35(10): 786-787.
- [73] Yamauchi K, Mori K, Nakayama M, et al. A Novel Series Diode Linearizer for Mobile Radio[C]. IEEE MTT-S Int Microwave Symp Digest, San Francisco, CA, USA, 1996, 2(2): 831-834.
- [74] Yu C S, Chan W S, Chan W-L. 1.9GHz low loss varactor diode pre-distorter[J]. Electronics Letters, 1999, 35(20): 1681-1682.
- [75] Imai N, Nojima T, Murase T. Novel linearizer using balanced circulators and its application to multilevel digital radio systems[J]. IEEE Trans Microw Theory Tech, 1989, 37(8):1237-1243.
- [76] Bateman A, Haines D M, Wilkinson R J. Linear Transceiver Architecture[C]. Proc IEEE Vehicular Technology Conference, 1988, 478-484.
- [77] Nagata Y. Linear amplification technique for digital mobile communications[C]. Proc IEEE Vehicular Technology Conference, San Fransisco, USA, 1989, 1: 159-164.
- [78] Minowa M, Onoda M, Fukuda E, et al. Backoff Improvement of an 800-MHz GaAs FET Amplifier for a QPSK Transmitter Using an Adaptive Nonlinear Distortion Canceller[C]. Proc IEEE Vehicular Technology Conference, Orlando Florida, 1990, 542-546.

- [79] Younsik K, Yoan S, Sungbin I. A memory mapping predistorter for the compensation of nonlinear distortion with memory in OFDM systems[C]. Proc IEEE Vehicular Technology Conference, Houston, TX, USA, 1999, 1: 685-689.
- [80] Faulkner M, Mattsson T, Yates W. Adaptive linearisation using pre-distortion[C]. Proc IEEE Vehicular Technology Conference, Orlando Florida, USA, 1990, 35-40.
- [81] Faulkner M, Johansson M. Adaptive linearization using predistortion experimental Results[J]. IEEE Trans on Vehicular Technology, May 1994, 43(2): 323-332.
- [82] Faulkner M, Mattsson T, Yates W. Automatic adjustment of quadrature modulators[J]. Electronics Letters, 1991, 27(3): 214-216.
- [83] Cavers J K, Liao M W. Adaptive compensation for imbalance and offset losses in direct conversion transceivers[J]. IEEE Trans on Vehicular Technology, 1993, 42(4): 581-588.
- [84] Cavers J K. A linearizing predistorter with fast adaptation[C]. Proc IEEE Vehicular Technology Conference, Orlando Florida, USA, May 1990, 41-47.
- [85] Cavers J K. Amplifier linearization using a digital predistorter with fast adaptation and low memory requirements[J]. IEEE Trans on Vehicular Technology, 1990, 39(4): 374-382.
- [86] Wright A S, Durtler W G. Experimental Performance of an Adaptive Digital Linearized Power Amplifier[J]. IEEE Trans on Vehicular Technology, 1992, 41(4): 395-400.
- [87] Sundstrom L, Faulkner M, Johansson M. Quantization Analysis and Design of a Digital Predistortion Linearizer for RF Power Amplifiers[J]. IEEE Trans on Vehicular Technology, 1996, 45(4): 707-719.
- [88] Shi B, Shan W, Sundstrom L. Effects of Look-Up Table Size on Adaptive Predistortion Linearizer Systems with Error Sources[C]. European Microwave Conference, 2003,1231-1234.
- [89] Cavers J K. Optimum Indexing in Predistorting Amplifier linearizers[C]. IEEE Vehicular Technology Conference, Phoenix, AZ, USA, 1997, 2: 676-679.
- [90] Cavers J K. Optimum table spacing in predistorting amplifier linearizers[J]. IEEE Trans on Vehicular Technology, 1999,48(5): 1699-1705.
- [91] Muhonen K J, Kavehrad M, Krishnamoorthy R. Adaptive Baseband Predistortion Techniques for Amplifier Linearization[C]. Conference Record of the Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers, 1999, 2:888-892.
- [92] Muhonen K J, Kavehrad M, Krishnamoorthy R. Look-Up Table Techniques for Adaptive Digital Predistortion: A Development and Comparison[J]. IEEE Trans on Vehicular Technology, 2000, 49(5): 1995-2002.
- [93] Lin Chih-Hung, Chen Hsin-Hung, Wang Yung-Yi, et al. Dynamically Optimum Lookup-Table Spacing for Power Amplifier Predistortion Linearization[J]. IEEE Trans on Microwave Theory and Techniques, 2006, 54(5): 2118-2127.
- [94] Kim W-J, Cho K-J, Stapleton S P, et al. Piecewise Pre-Equalized Linearization of the Wireless Transmitter With a Doherty Amplifier[J]. IEEE Trans on Microwave Theory and Techniques, 2006, 54(9): 3469-3478.
- [95] Hassani J Y, Kamarei M. A flexible method of LUT indexing in digital predistortion linearization of RF power amplifiers[C]. IEEE International Symposium on Circuits and Systems, Sydney, NSW, 2001, 1: 53-56.
- [96] Lee Kok Chew, Gardner P. Comparison of different adaptation algorithms for adaptive digital predistortion based on EDGE standard[C]. IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, Phoenix, AZ, 2001, 2: 1353-1356.
- [97] Sills J A, Sperlich R. Adaptive power amplifier linearization by digital pre-distortion using genetic algorithms[C]. Proc IEEE Radio Wirelss Conf RAWCON, Atlanta, GA, USA, 2002: 229-232.
- [98] Sperlich R, Sills J A, Stevenson K J. Closed-Loop Digital Pre-Distortion for Power Amplifier

- Linearization using Genetic Algorithms[C]. IEEE MTT-S Int Microwave Symp Dig, Philadelphia, PA, United States, 2003, 1: 347-350.
- [99] Cavers J K. The effect of quadrature modulator and demodulator errors on adaptive digital predistorters for amplifier linearization[J]. IEEE Trans on Vehicular Technology, 1997, 46(2): 456-466.
- [100] Manninen P. Effect of feedback delay error on adaptive digital predistortion[J]. Electronics Letters, 1999, 35(14): 1124-1126.
- [101] Montoro G, Gilabert P L, Bertran E, et al. A new digital predictive predistorter for behavioral power amplifier linearization [J]. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 2007, 17(6): 448-450.
- [102] Gilabert P L, Cesari A, Montoro G, et al. Multi Look-Up Table PFA Implementation of an Adaptive Digital Predistorter for Linearizing RF Power Amplifiers with Memory Effects[J]. IEEE Trans on Microwave Theory and Techniques, 2008, 56(2): 372-384.
- [103] Hammi O, Ghannouchi F M, Boumaiza S, et al. A Data-Based Nested LUT Model for RF Power Amplifiers Exhibiting Memory Effects[J]. IEEE Microw Wireless Compon Lett, 2007, 17(10): 712-714.
- [104] Woo Y Y, Kim J, Yi J, et al. Adaptive Digital Feedback Predistortion Technique for Linearizing Power Amplifiers [J]. IEEE Trans. Microw Theory Tech, 2007, 55(5): 932-940.
- [105] Kim J, Woo Y Y, Moon J, et al. A New Wideband Adaptive Digital Predistortion Technique Employing Feedback Linearization [J]. IEEE Trans Microw Theory Tech, 2008, 56(2): 385-392.
- [106] Zhu A, Draxler P J, Yan J J, et al. Open-Loop Digital Predistorter for RF Power Amplifiers Using Dynamic Deviation Reduction-Based Volterra Series[J]. IEEE Trans on Microw Theory Tech, 2008, 56(7): 1524-1534.
- [107] Zhu A, Draxler P J, Hsia C, et al. Digital Predistortion for Envelope-Tracking Power Amplifiers Using Decomposed Piecewise Volterra Series[J]. IEEE Trans on Microw Theory Tech, 2008, 56(10): 2237-2247.
- [108] 赵洪新, 陈亿元. ——. 一种基带预失真RF功率放大器线性化技术的模型仿真与实验[J]. 通信学报, 2000, 21(5): 41-47.
- [109] 毛文杰, 冉立新, 陈抗生. 一种基于双查找表自适应预失真结构的射频功率放大器线性化方法[J]. 电路与系统学报, 2003, 8(2): 134-138.
- [110] 王勇, 向新, 易克初. 基于多项式的记忆型数字基带预失真器[J]. 西安电子科技大学学报(自然科学版), 2006, 33(2): 223-226.
- [111] 郭书跃, 郭文明, 宋昕, 等. 数字基带预失真线性化技术的一种新算法[J]. 湘潭矿业学院学报, 2004, 19(1): 63-65.
- [112] 钱业青. 一种高效的用于RF功率放大器线性化的自适应预失真结构[J]. 通信学报, 2006, 27(5): 35-41.
- [113] 钱业青, 刘富强. Wiener 功率放大器的简化预失真方法[J]. 通信学报, 2007, 28(10): 55-59.
- [114] 杨文考. 多载波(OFDM)数字电视系统中放大器的自适应预失真技术研究[D]: [博士学位论文]. 成都: 成都电子科技大学信号与信息处理, 2002.
- [115] 毛文杰. 基于预失真技术的射频功率放大器线性化研究[D]: [博士学位论文]. 浙江: 浙江大学信息科学与工程学院, 2003.
- [116] 林强. 射频线性功率放大器研究[D]: [博士学位论文]. 武汉: 华中科技大学电磁场与微波技术, 2005.
- [117] 金哲. 宽带通信中有记忆射频功率放大器的建模与预失真方法[D]: [博士学位论文]. 浙江: 浙江大学信息科学与工程学院, 2007.
- [118] 南敬昌. 宽带功率放大器非线性、行为模型与数字预失真系统研究[D]: [博士学位论文]. 北京: 北京邮电大学电信工程学院, 2007.

- [119] 支传德. 射频功率放大器线性化和稳定性的分析与设计[D]. [博士学位论文]. 北京: 清华大学电子工程系, 2006.
- [120] 刘元安. 预失真射频功率放大器的研究[D]: [博士学位论文]. 北京: 北京邮电大学电磁场与微波技术, 2007.
- [121] 刘辉. 射频功率放大器线性化技术研究[D]: [博士学位论文]. 西安: 西安电子科技大学电磁场与微波技术, 2007.
- [122] Jovanovic B B, Reljin I S, Reljin B D. Modified ANFIS architecture - improving efficiency of ANFIS technique[J]. Neural Network Applications in Electrical Engineering, 2004, 215-220.

第二章 宽带射频功率放大器的特性

2.1 非线性系统及其分析方法

根据电路、信号与系统的知识，电路系统分为线性系统和非线性系统，按照系统是否存在记忆效应又可以分为无记忆的和有记忆的系统。线性系统满足叠加原理。严格地讲，所有的电路系统都是非线性的，线性系统是在某些条件下理论上的近似和简化。例如，通常情况下，只存在线性电阻网络的系统就是无记忆的线性系统，只存在非线性电阻网络的系统就是无记忆的非线性系统；如果在无记忆的系统中引入了线性电容网络，那么无记忆的系统就会变成有记忆的系统，因为电容能够积累和释放能量的特性使得系统传输特性和时间相关，因而产生了记忆效应；如果无记忆的系统中引入的电容网络是非线性的，那么就会形成有记忆的非线性系统^{[1]-[3]}。

分析非线性系统的方法有很多种，常用的有幂级数(Power series)、Volterra 级数和谐波平衡法等。幂级数的分析方法比较简单，容易计算和分析，适用于无记忆的弱非线性系统。Volterra 级数实际上是有记忆的 Taylor 级数，是分析小信号激励的有记忆的非线性系统的通用方法。谐波平衡法适用于大信号激励的强非线性电路^{[1]-[3]}。本章主要介绍一些基本的概念和测量指标，详细内容可以参考文献[1]-[6]，其中公式出处不再一一标注。

2.2 通信系统中的功率放大器

在无线通信系统中，功率放大器是射频发射机的重要组成部分，主要完成信号的放大功能。图 2-1 是数字无线通信发射机的简单框图^{[4]-[6]}，其组成部分有：基带模块、基带滤波器、I/Q 调制器、中频滤波器、中频本地振荡器、上变频器、射频本地振荡器、功率放大器和天线等。

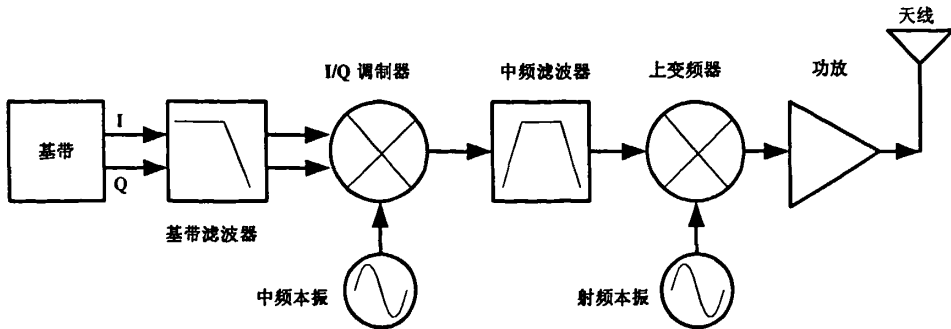


图 2-1 数字无线发射机的基本框图

数字调制基带复信号的直角坐标和极坐标表达式为

$$g(t) = I(t) + jQ(t) = r(t)e^{j\theta(t)} \quad (2.1)$$

调制后的信号为

$$v_m(t) = \operatorname{Re}(g(t)e^{j\omega_c t}) = \operatorname{Re}(r(t)e^{j(\omega_c t + \theta(t))}) = I(t)\cos(\omega_c t + \theta(t)) - Q(t)\sin(\omega_c t + \theta(t)) \quad (2.2)$$

其中 $f_1 = \omega_1 / 2\pi$ 为中频载波频率。

上变频后功率放大器输入信号为

$$v_{in}(t) = \text{Re}(g(t)e^{j\omega_c t}) = \text{Re}(r(t)e^{j(\omega_c t + \theta(t))}) \quad (2.3)$$

其中 $f_c = \omega_c / 2\pi = f_2 \pm f_1$ 为上变频后的频率。

2.2.1 幅度和相位非线性特性

功率放大器的非线性特性表现在幅度和相位两个方面^[4], AM/AM 指功率放大器输入和输出调制信号幅度和幅度之间的非线性关系, AM/PM 指功率放大器输入和输出调制信号的幅度和相位之间的非线性关系, 如图 2-2 所示。

功率放大器输入信号为

$$v_{in}(t) = r(t) \cos(\omega_c t + \theta(t)) \quad (2.4)$$

功率放大器输出信号为

$$v_{out}(t) = G[r(t)] \cos(\omega_c t + \theta(t) + \varphi[r(t)]) \quad (2.5)$$

其中 $G[r(t)]$ 代表幅度失真函数, $\varphi[r(t)]$ 代表相位失真函数。

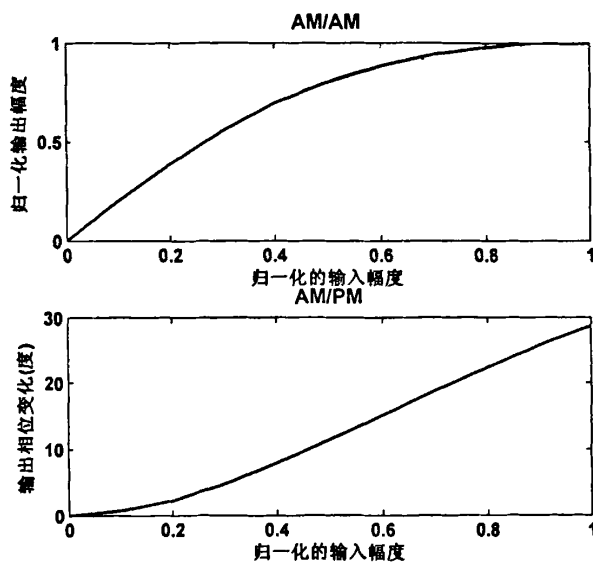


图 2-2 AM/AM 和 AM/PM 特性

2.2.2 功率回退和 1dB 压缩点

如图 2-3 所示为 1dB 压缩点、输入和输出回退 (Input Back-Off : IBO 和 Output Back-Off: OBO)

的定义^{[1][6]}。当输入功率较低时，功放输出功率和输入功率近似于线性关系，当输入功率达到一定值时，功放增益下降，并且逐渐达到饱和点(Saturation Point)，当功放的实际输出功率比理想的线性输出功率小 1dB 时，此输出点叫做 1dB 压缩点(P_{1dB})，常用来衡量功放的功率容量。

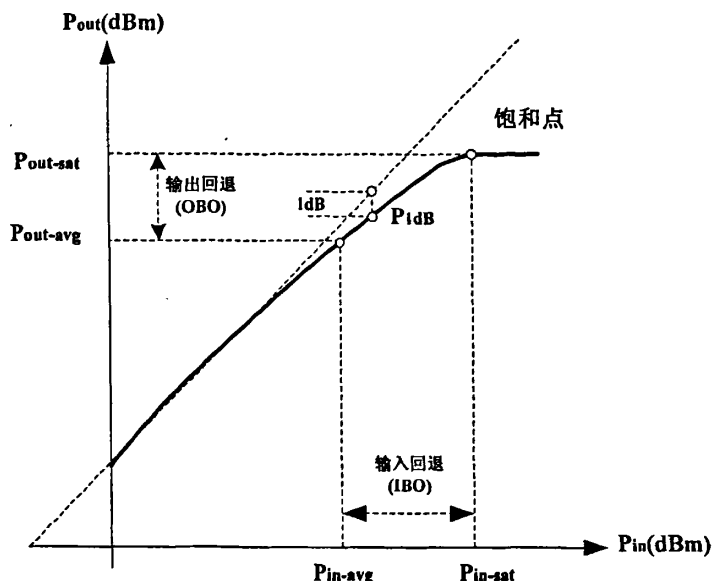


图 2-3 功率回退和 1dB 压缩点

2.2.3 功放谐波失真、互调失真和三阶交调点

当输入单一频率的信号时，由于功放的非线性特性，输出信号会产生谐波失真，即功放输出信号中会有基波频率和其整数倍的新频率的分量。一般而言，谐波失真距离基波比较远，容易通过滤波器滤除。

当输入双音信号时，功放的非线性特性会使得输出信号会产生互调失真 (Intermodulation Distortion: IMD)。假设输入信号的为

$$v_{in}(t) = V_1 \cos(\omega_1 t) + V_2 \cos(\omega_2 t) \quad (2.6)$$

那么利用幂级数的方法，功放输出信号为^[3]

$$v_{out}(t) = \sum_{r=1}^{\infty} V_r \cos(\omega_r t + \varphi_r) \quad (2.7)$$

其中 $\omega_r = m\omega_1 + n\omega_2$ ， m 和 n 为整数。当 $m+n=1$ 时，互调失真在带内，否则在带外。表 2-1 列举了常见的一些带内和带外的互调失真分量的频率^[3]。

表 2-1 常见的一些带内和带外的互调失真分量

带内 ($m+n=1$)	基波	ω_1 、 ω_2
	3 阶分量(IMD3)	
5 阶分量(IMD5)		$3\omega_1 - 2\omega_2$ 、 $3\omega_2 - 2\omega_1$
7 阶分量(IMD7)		$4\omega_1 - 3\omega_2$ 、 $4\omega_2 - 3\omega_1$
带外 ($m+n \neq 1$)	2 阶分量	直流分量、 $\omega_2 \pm \omega_1$ 、 $2\omega_1$ 、 $2\omega_2$
	3 阶分量	$3\omega_1$ 、 $3\omega_2$ 、 $2\omega_1 + \omega_2$ 、 $2\omega_2 + \omega_1$

利用多项式功放模型进行双音信号的仿真，功放输入和输出信号的带内功率谱对比（输入为 1000MHz 和 1200MHz 的双音信号）如图 2-4 所示，互调失真十分明显。

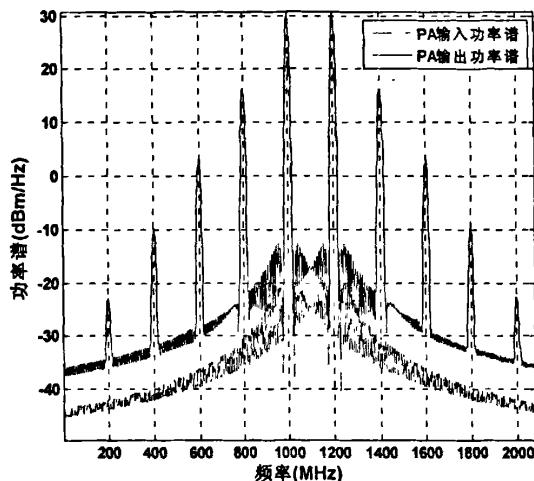


图 2-4 带内互调失真

为了衡量互调失真的大小，一般由两个指标来定义：三阶互调失真比(Signal-to-Intermodulation Distortion Ratio: IMR)和三阶交调点(Third-order Intercept Point: IP3)。IMR 定义为信号和三阶互调失真功率比^[3]。

$$IMR = \frac{P(\omega_1)}{P(2\omega_1 - \omega_2)} = \frac{P(\omega_2)}{P(2\omega_2 - \omega_1)} \quad (2.8)$$

三阶交调点是衡量功放线性度的重要指标，图 2-5 显示了基频与三阶交调增益曲线。当功放输入功率逐渐增加到 P_{IIP3} 时，基频与三阶交调增益曲线相交，对应的输出功率为 P_{OIP3} 。IIP3 与 OIP3 分别被定义为输入三阶交调点 (Input Third-order Intercept Point) 和输出三阶交调点 (Output Third-order Intercept Point)。一般 OIP3 比 1dB 压缩点大 10dB 左右，三阶互调失真比 IMR(dBc)、基频输出功率 P_o (dBm) 和 P_{OIP3} (dBm) 的关系为 $IMR=2(P_{OIP3}-P_o)^{[4][5]}$ 。

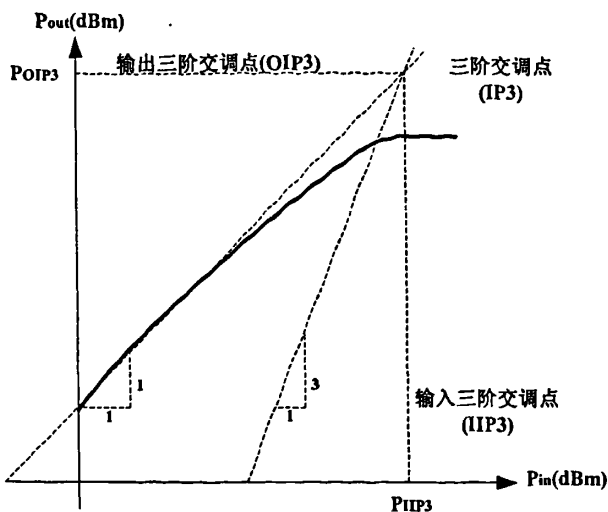


图 2-5 三阶交调点

2.2.4 调制信号测量和相关定义

调制信号的包络特性通常由峰值因子(Crest Factor: CF)和峰均比(PAPR)定义。峰值因子指调制信号包络峰值和均方值电压的比，峰均比是峰值功率和平均功率的比^[4]。

$$CF = A_{max} / A_{rms} \tag{2.9}$$

$$PAPR = P_{peak} / P_{average} = CF^2 \tag{2.10}$$

峰均比的计算一般通过互补累积分布函数(Complementary Cumulative Distribution Function: CCDF)曲线的测量来实现，CCDF曲线是调制信号在时域上的峰值功率大于平均功率dB数的统计测量，如图2-6所示。CCDF曲线通过提供有关在给定功率电平或以上信号所用时间的信息来表征信号特性，CCDF测量将显示信号在特定功率电平所耗用的时间百分数^[7]。

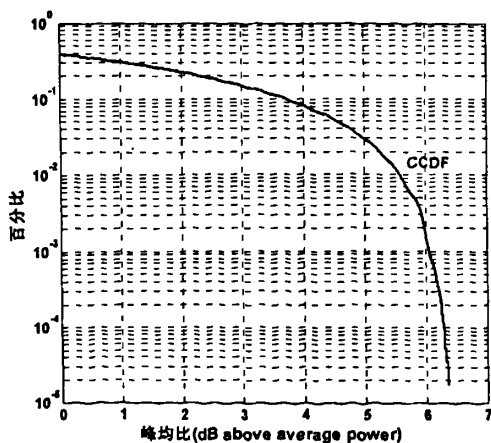


图 2-6 CCDF 示意图

相邻信道功率比 ACPR (Adjacent Channel Power Ratio) 是反映功率放大器调制信号测试时非线性特性的重要指标, 如图 2-7 所示, 也叫相邻信道泄露比 ACLR (Adjacent Channel Leakage Ratio)^{[4]-[7]}, 其定义如下。

$$ACPR = \int_{adj} P_{out}(f)df / \int_{cha} P_{out}(f)df \quad (2.11)$$

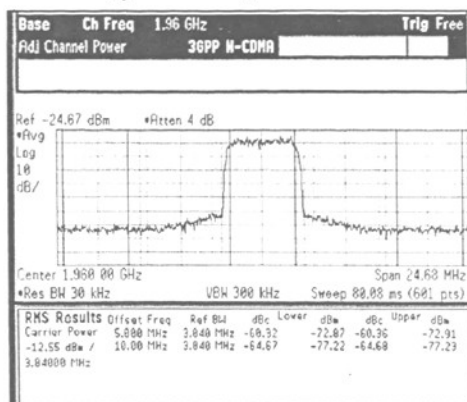


图 2-7 ACPR 测量示意图^[7]

误差矢量幅度 (Error Vector Magnitude: EVM) 描述了测量波形与理想调制波形之间的矢量差的幅度, 如图 2-8。通常, EVM 定义为归一化的形式, 测量误差矢量信号幅度均方值和参考信号幅度均方值的比, 以百分比的形式表示^{[4]-[7]}。

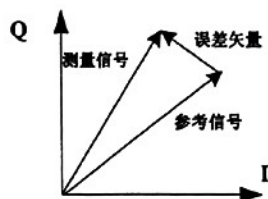


图 2-8 EVM 的定义

2.2.5 功率放大器的效率

效率和线性度是设计功放的两个重要指标, 高效率的功放意味着电源转换效率高。通常, 功放的效率定义为负载吸收的射频平均功率和电源的平均功率之比, 常用百分数表示为^[6]:

$$\eta = P_{out} / P_{dc} \quad (2.12)$$

另外, 考虑功放本身损耗的功率时, 还有一种功率附加效率 (Power Added Efficiency) 经常使用^[6]:

$$\eta_{PAE} = (P_{out} - P_{in}) / P_{dc} \quad (2.13)$$

对于包络恒定的信号, 功率输出也是恒定的, 所以效率不会随着时间变化。对于包络变化的调制信号, 它们的瞬时效率也是随着包络的变化而变化的, 所以这时候的效率的计算一般要考虑包络的概率密度函数, 公式如下^[6]:

$$\eta = \int_0^{A_{max}} \eta(A) p(A) dA \quad (2.14)$$

其中 $\eta(A)$ 为瞬时效率, $p(A)$ 概率密度函数, A 为包络的大小。

此外, 功放的效率还和功放晶体管的工作模式有关。如表 2-2 所示, 当功放工作在电流源模式

时, 根据不同的偏置条件和导通角不同, 放大器可以分为 A 类、AB 类、B 类和 C 类; 当功放工作在开关模式时, 通过减少开关时间进而降低功率损耗的方法来提高效率, 放大器又可以分为 D 类、E 类、F 类等。从表 2-2^{[4][7]}中可以看出, 放大器效率和线性度指标总是矛盾的两个方面。

表 2-2 放大器的分类和效率线性度的关系

工作模式	分类	效率(%)	线性度
电流源模式	A 类	50	比较好
	AB 类	50~78.5	介于 A 和 B 类之间
	B 类	78.5	中等
	C 类	78.5~100	差
开关模式	D 类、E 类、F 类等	最大 100	差

2.2.6 功率放大器的记忆效应

在窄带通信系统中, 可以近似认为功放的非线性特性是静态的。然而, 在宽带通信系统中, 输入功放的信号是包络非恒定的多载波信号, 功放表现出和输入信号带宽(频率)相关的非线性特性, 这种现象叫记忆效应。从时域的角度来看, 功放的输出信号不但和当前的输入信号有关, 而且和以前的输入信号有关^[1]。

文献[9]中, 记忆效应描述为输入信号频率的变化产生的幅度和相位失真特性。对于窄带系统, 图 2-2 中的幅度和相位失真特性曲线是静态的, 然而在宽带系统中, 当考虑了记忆效应后, 幅度和相位失真特性是动态变化的, 如图 2-9 所示。比较两者的区别, 可以发现幅度和相位失真由原来的一根曲线变成了一簇曲线, 功放的记忆效应导致了幅度和相位动态变化的特性。

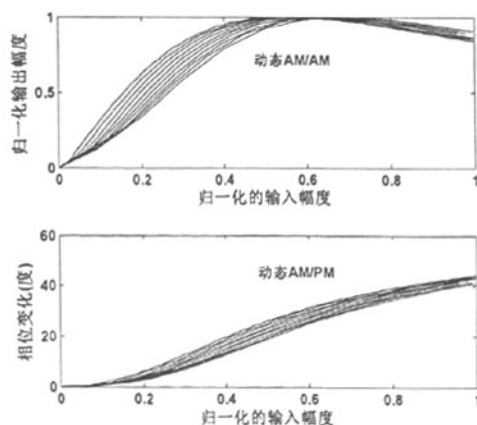


图 2-9 动态 AM/AM 和 AM/PM 特性示意图

测量功放双音特性时, 记忆效应一般会以 IMD 的不对称现象表现^{[1][12][13]}, 如图所示。



图 2-10 双音测试时 IMD3 不对称的现象

目前,功放的记忆效应一般可以分为两类:电记忆效应(Electrical memory effects)和电热记忆效应(Electro-thermal memory effects)。通常,电记忆效应属于短时(short term)记忆效应,而电热记忆效应属于长时记忆效应(long term)^{[8]~[16]}。

电记忆效应主要是包络、基波和谐波上频率相关的节点阻抗变化引起的。节点的阻抗一般包括晶体管内部阻抗、外部匹配电路阻抗和偏置网络阻抗。文献[1]中指出,在导致记忆效应的各种因素中,基波和二次谐波的节点阻抗变化相对比较小,包络的频率变化占据主要位置,因为包络的频率变化一般从直流到数十 MHz,在这个直流频段要保持节点阻抗为常量或变化很小是很难的。电热记忆效应产生的原因主要是晶体管的结温的动态变化导致晶体管参数的变化,尤其是在包络频率上的参数变化,最终产生阻抗的变化(热阻抗)。晶体管结温的变化通常不是很快,受到环境温度,耗散功率等因素的影响^{[1]~[8]~[16]}。

在宽带通信系统,电记忆效应是整个功放记忆效应的主要来源^[15],热记忆效应相对于电记忆效应而言是比较小的。一般在功放设计时,通过优化匹配电路和偏置网络可以减弱电记忆效应的影响,详细讨论可以参考文献[1]。而热记忆效应一般是很难克服的,通过预失真器中加入温度补偿电路可以补偿热记忆效应^[16]。

2.3 功率放大器非线性特性对通信系统的影响

在宽带系统中,功率放大器有记忆效应的非线性特性对于通信系统的影响十分重要。产生 1000 点 QAM16 的 8 倍过采样的 3.84MHz 随机信号(升余弦滤波滚降因子为 0.2)作为功放输入信号,利用文献[17]中由实际的 AB 类的功放提取出有记忆的多项式模型进行仿真。

从时域上来看,图 2-11 显示了功放输入和输出时域信号的包络变化,其中,在输入幅度较小时,两者几乎是重合的;而在幅度比较大时,输出信号明显是受到了功放非线性压缩特性的影响。

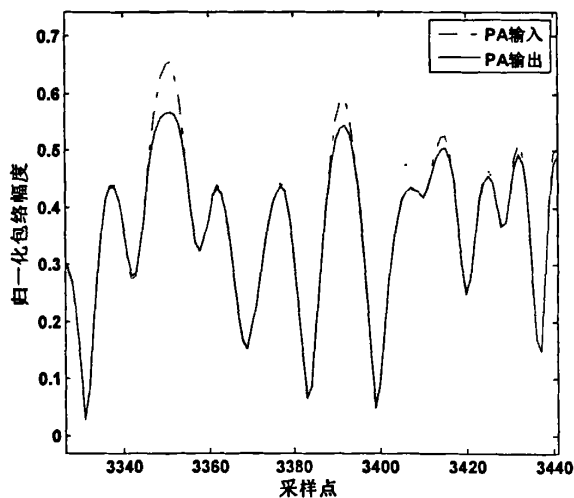


图 2-11 功放输入和输出时域信号的包络变化

图 2-12 显示了功放输入信号和输出信号的星座图比较,我们可以看出输出信号的星座图受到功放幅度和相位失真影响明显向右旋转,而且星座图上点的幅度也有变化。图 2-13 从频域功率谱密度(Power Spectral Density: PSD)的角度来看功放的非线性特性,功放输出信号 ACPR 明显恶化了 10dB 左右的。

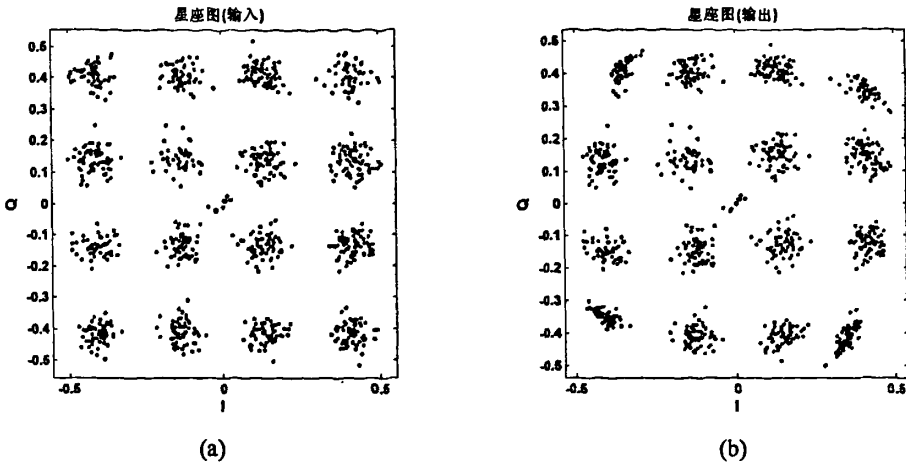


图 2-12 (a) 功放输入信号星座图; (b) 功放输出信号的星座图

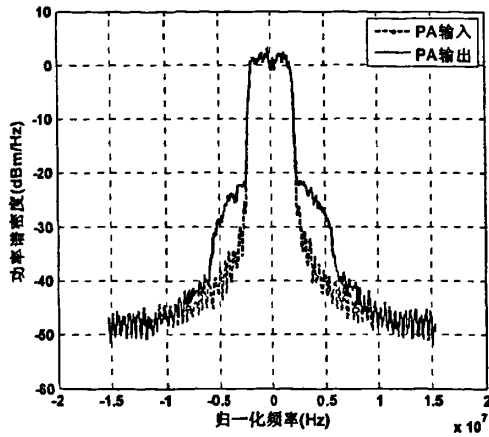


图 2-13 功放输入和输出信号功率谱密度比较

2.4 小结

本章首先介绍了非线性电路系统的基本概念和分析方法，其次介绍了宽带无线通信发射机中功率放大器的基本功能，然后从理论角度和功率放大器失真的测量角度进行分析，分别介绍了一些基本概念和定义，如：幅度和相位非线性特性、功率回退和 1dB 压缩点、谐波失真、互调失真、三阶交调点、峰均比、相邻信道功率比、误差矢量幅度和功放效率等。此外，还介绍了功率放大器的记忆效应及其产生原因。最后利用简单的有记忆多项式模型进行了仿真计算，并从时域和频域角度分析了功率放大器对于宽带射频系统的影响。

参考文献

- [1] Vuolevi J, Rahkonen T. Distortion in RF power amplifiers[M]. Boston, MA: Artech House, 2003.
- [2] A Maas Stephen. Nonlinear Microwave and RF Circuits (Second Edition)[M]. Boston, MA: Artech House, 2003.

-
- [3] Pedro J C, Carvalho N B. Intermodulation Distortion in Microwave and Wireless Circuits[M]. Boston, MA: Artech House, 2003.
 - [4] Kenington P B. High Linearity RF Amplifier Design[M]. Boston, MA: Artech House, 2000.
 - [5] Legarda J. Feedforward amplifiers for wideband communication systems[M]. Netherlands: Springer, 2006. 25-73.
 - [6] Reynaert Patrick, Steyaert Michiel. RF Power Amplifiers For Mobile Communications[M]. Netherlands: Springer, 2006. 9-64.
 - [7] Agilent Technologies. 测量指南和编程实例: PSA和 ESA系列频谱分析仪[Z]. 2004.
 - [8] Vuolevi J H K, Rahkonen T, Manninen J P A. Measurement technique for characterizing memory effects in RF power amplifiers[J]. IEEE Trans Microw Theory Tech, 2001, 49(8): 1383-1389.
 - [9] Bosch W, Gatti G. Measurement and simulation of memory effects in predistortion linearizers[J]. IEEE Trans. Microw Theory Tech, 1989, 37(12): 1885-1890.
 - [10] Ku H, Kenney J S. Behavioral modeling of nonlinear RF power amplifiers considering memory effects[J]. IEEE Trans Microw Theory Tech, 2003, 51(12): 2495-2504.
 - [11] Ku H, Mckinley M D, Kenney J S. Quantifying memory effects in RF power amplifier. IEEE Trans Microw Theory Tech, 2002, 50(12): 2843-2849.
 - [12] Carvalho N B, Pedro J C. Two-tone IMD asymmetry in microwave power amplifiers[C]. IEEE MTT-S Int Microwave Symp Digest, Boston, MA, USA, 2000, 1:445-448.
 - [13] Carvalho N B, Pedro J C. A comprehensive explanation of distortion sideband asymmetries[J]. IEEE Trans Microw Theory Tech, 2002, 50(9): 2090- 2101.
 - [14] Pedro J C, Carvalho N B. Evaluating co-channel distortion ratio in microwave power amplifiers [J]. IEEE Trans Microw Theory Tech, 2001, 49(10): 1777-1784.
 - [15] Liu T J, Boumaiza S, Sesay A B, Ghannouchi F M. Quantitative Measurements of Memory Effects in Wideband RF Power Amplifiers Driven by Modulated Signals[J]. IEEE Microw Wireless Compon Lett, 2007,17(1):79-81.
 - [16] Boumaiza S, Ghannouchi F M. Thermal memory effects modeling and compensation in RF power amplifiers and predistortion linearizers[J]. IEEE Trans Microw Theory Tech, 2003, 51(12): 2427-2433.
 - [17] Ding L, Zhou G T, Morgan D R, et al. A robust digital baseband predistorter constructed using memory polynomials [J]. IEEE Trans Commun, 2004, 52(1): 159-164.

第三章 宽带射频功率放大器的行为模型

功率放大器的模型通常可以分为物理模型和行为模型。物理模型是根据器件的物理结构建立等效电路，行为模型是根据射频子系统特性，利用输入和输出的数据建立模型，不需要关心内部复杂物理结构。在现代移动通信系统中，功率放大器的非线性特性比较复杂，一般都包含记忆效应，即，输出不但和当前的输入有关而且和先前的输入有关，所以这里研究的是功率放大器系统级的行为模型^{[1][2]}。

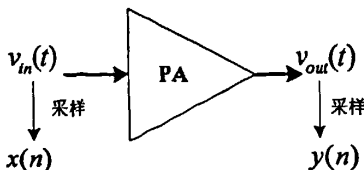


图 3-1 功放建模简化框图

建立功放行为模型通常可以分为以下四个步骤：

- 1) 如图 3-1，对功放输入信号 $v_{in}(t)$ 和输出信号 $v_{out}(t)$ 进行采样，得到离散时间复信号 $x(n)$ 和 $y(n)$ ；
- 2) $x(n)$ 和 $y(n)$ 进行同步；
- 3) 建立 $x(n)$ 和 $y(n)$ 之间的行为模型，以及利用相应的算法提取模型参数；
- 4) 分析模型的复杂度、精度等性能。

目前，功率放大器行为模型通常按照放大器的记忆效应分为无记忆模型和有记忆模型两类。无记忆模型有 Saleh 模型、无记忆多项式模型等；有记忆模型一般可以分为 Volterra 级数模型和神经网络模型等^{[1][2]}。本章主要从作者的角度，讨论和分析常见的功率放大器行为模型。

3.1 无记忆的功放模型

常用的无记忆的功率放大器模型有 Saleh 模型^[3]和无记忆的多项式模型^{[4][5]}等等。这些模型的输出信号只与当前的输入信号有关，因而幅度和相位的失真特性也是静态的。

3.1.1 Saleh 模型

Saleh 模型最初是用于行波管的功放建模，但后来也用于其他固态功放的建模，其模型结构比较简单，参数只有 4 个。对应于公式 2.5 中的 AM/AM 和 AM/PM 特性，Saleh 模型的表达式如下^[3]：

$$G(r) = \frac{\alpha_r r}{1 + \beta_r r^2} \quad (3.1)$$

$$\varphi(r) = \frac{\alpha_\phi r^2}{1 + \beta_\phi r^2} \quad (3.2)$$

式中 α_r 、 β_r 、 α_ϕ 、 β_ϕ 为模型参数， r 为输入信号的幅度， $G(r)$ 和 $\varphi(r)$ 分别代表 AM/AM 和 AM/PM

的特性。由上面的公式可以看出，当 r 趋向于无穷大时， $G(r)$ 趋近于 $1/r$ 和 $\varphi(r)$ 趋近于常数。

3.1.2 无记忆的多项式模型

在分析功率放大器非线性特性时，无记忆的多项式模型是最常用的功放模型，实际上和第二章中幂级数的分析方法相同，模型的输出和输入关系如下^{[4][5]}：

$$y(n) = \sum_{k=0}^K a_k x(n) |x(n)|^k \quad (3.3)$$

式中 $x(n)$ 和 $y(n)$ 分别代表采样时刻 n 时的功放输入和输出复数信号， a_k 为复系数， K 为多项式的阶数。

3.2 有记忆的功放模型

有记忆的功放模型一般可以分为两类，一类是 Volterra 级数模型及其简化模型；另一类是神经网络模型，包括模糊神经网络模型^{[1][2]}。本节将对这些模型作简单介绍。

3.2.1 Volterra 级数模型

Volterra 级数是对泰勒级数的扩展，相当于有记忆的泰勒级数，是分析弱非线性特性动态系统的常用方法，其时域表达式如下^[6]：

$$y(t) = h_0 + \sum_{n=1}^{\infty} y_n[x(t)] \quad (3.4)$$

$$y_n[x(t)] = \int_{-\infty}^{\infty} \cdots \int_{-\infty}^{\infty} h_n(\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_n) x(t-\tau_1) x(t-\tau_2) \cdots x(t-\tau_n) d\tau_1 d\tau_2 \cdots d\tau_n \quad (3.5)$$

式中 $h_n(\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_n)$ 叫作 n 阶核，又叫作 n 阶非线性冲激响应。

离散的时间表达式为^[6]：

$$y(n) = h_0 + \sum_{k=1}^{\infty} y_k[x(n)] \quad (3.6)$$

$$y_k[x(n)] = \sum_{i_1=-\infty}^{\infty} \cdots \sum_{i_k=-\infty}^{\infty} h_k(i_1, i_2, \dots, i_k) x(n-i_1) x(n-i_2) \cdots x(n-i_k) \quad (3.7)$$

实际上，功放系统可以假定为时不变的因果系统，在带限的信号系统中，可以忽略偶数阶项的影响，假设记忆长度为 M ，那么 $2K+1$ 阶的截断 Volterra 级数的离散时间表达式为^[6]：

$$\begin{aligned} y(n) &= \sum_{i_1=0}^M h_1(i_1) x(n-i_1) + \sum_{i_1=0}^M \sum_{i_2=0}^M \sum_{i_3=0}^M h_3(i_1, i_2, i_3) x(n-i_1) x(n-i_2) x(n-i_3) + \cdots \\ &= \sum_{k=0}^K \sum_{i_1=0}^M \cdots \sum_{i_{2k+1}=0}^M h_{2k+1}(i_1, \dots, i_{2k+1}) x(n-i_1) \cdots x(n-i_{2k+1}) \end{aligned} \quad (3.8)$$

考虑建立功放模型的输入和输出信号都是复信号，为了和前面 Volterra 级数的表达式区别，这

里假定 $x(t) = \text{Re}\{\tilde{x}(t)e^{j\omega t}\}$, $y(t) = \text{Re}\{\tilde{y}(t)e^{j\omega t}\}$ 作为功放输入和输出信号, $\tilde{x}(t)$ 和 $\tilde{y}(t)$ 是输入和输出的复包络信号, 截断 Volterra 级数的关系如下^{[6]-[10]}:

$$\tilde{y}(n) = \sum_{k=0}^K \tilde{y}_{2k+1}[\tilde{x}(n)] \quad (3.9)$$

$$\tilde{y}_{2k+1}[\tilde{x}(n)] = \sum_{i_1=0}^M \sum_{i_2=i_1}^M \cdots \sum_{i_k=i_{k-1}}^M \sum_{i_{k+1}=0}^M \cdots \sum_{i_{2k+1}=i_{2k}}^M h_{2k+1}(i_1, \dots, i_{2k+1}) \prod_{p=1}^{k+1} \tilde{x}(n-i_p) \prod_{p=k+2}^{2k+1} \tilde{x}^*(n-i_p) \quad (3.10)$$

式中 “*” 代表复数共轭。

传统的 Volterra 级数一般适用于弱非线性特性的动态系统建模, 系统的参数会随着系统阶次和记忆长度的增大而急剧增加, 所以参数多、计算量大、收敛慢, 性能受到阶次大小和记忆长度的影响是这一类模型的缺点。因此, 对传统 Volterra 级数模型简化是当前模型研究的一个重要内容^{[6]-[10]}。

文献[11]中提出了直接修剪的 Volterra 级数, 通过选择 Volterra 级数中最重要的组成项, 进一步减少了参数和降低了求解的复杂度。

文献[12]中提出了修正的动态 Volterra 级数, 可以根据动态定义的模型结构, 提高建模的灵活性。

当必须考虑功放的长时间常数记忆效应时, 一般 Volterra 级数的记忆长度必须很长, 针对这类模型的特点, 文献[13]中提出了 Volterra-Laguerre 级数扩展模型, 模型的参数是和记忆长度不相关的, Laguerre 函数构成的滤波网络的阶数远小于记忆长度, 所以模型的结构和参数可以得到简化和降低。文献[14]也是利用正交基函数-Kautz 函数来简化 Volterra 级数模型的结构。

3.2.2 有记忆的多项式模型

有记忆的多项式模型也是由 Volterra 级数模型简化而来, 其公式如下^{[15][16]}:

$$y(n) = \sum_{k=1}^K \sum_{q=0}^Q a_{kq} x(n-q) |x(n-q)|^{k-1} \quad (3.11)$$

式中 $x(n)$ 和 $y(n)$ 分别代表采样时刻 n 时功放的输入和输出复数信号, K 代表阶数, Q 代表记忆长度。

因为 Volterra 级数模型及上面提到的简化模型, 输出相对于参数都是线性关系。所以可以利用简单的最小二乘方法来估计参数。这里以记忆多项式模型为例, 简单说明其求解过程。可以先将记忆的多项式模型表示为矩阵的形式^[16]:

$$Y = [y(n), y(n+1), \dots, y(n+N-1)]^T \quad (3.12)$$

$$X = [\dot{u}_{10}, \dots, \dot{u}_{K0}, \dots, \dot{u}_{1Q}, \dots, \dot{u}_{KQ}] \quad (3.13)$$

$$\dot{u}_{kq} = [u_{kq}(n), \dots, u_{kq}(n+N-1)]^T \quad (3.14)$$

$$u_{kq}(n) = x(n-q) |x(n-q)|^{k-1} \quad (3.15)$$

$$A = [a_{10}, \dots, a_{K0}, \dots, a_{1Q}, \dots, a_{KQ}]^T \quad (3.16)$$

$$Y = XA \quad (3.17)$$

最小二乘解为:

$$A = (X^H X)^{-1} X^H Y \quad (3.18)$$

3.2.3 Wiener 和 Hammerstein 模型

另外,几个模块级联也是 Volterra 级数简化模型的一个重要研究内容,其中有 Wiener 模型^{[17]-[19]}、并行 Wiener 模型^[20]、Hammerstein 模型^{[21]-[23]}、并行 Hammerstein 模型^[24]、Wiener-Hammerstein 模型^[25]。

Wiener 模型由一个线性的时不变系统后面加上一个无记忆的非线性单元组成。一般地,线性时不变系统是 FIR (Finite Impulse Response) 滤波单元,无记忆的非线性单元是无记忆的多项式模型,如图 3-2(a)所示;如果把 L 个参数不同的 Wiener 模型相加就可以组成并行 Wiener 模型,如图 3-2(b)所示,其中 Wiener 模型中两个模块之间的关系式为^{[17]-[25]}:

$$v(n) = \sum_{q=0}^Q h_q x(n-q) \tag{3.19}$$

$$y(n) = \sum_{k=1}^K b_k v(n) |v(n)|^{k-1} \tag{3.20}$$

式中 h_q 为 FIR 滤波器的系数, b_k 为多项式系数。

并行 Wiener 模型输出为^{[17]-[25]}:

$$y(n) = \sum_{l=1}^L y_q(n) = \sum_{l=1}^L \sum_{k=1}^K b_k^{(l)} \left(\sum_{q=0}^Q h_q^{(l)} x(n-q) \right) \left| \sum_{q=0}^Q h_q^{(l)} x(n-q) \right|^{k-1} \tag{3.21}$$

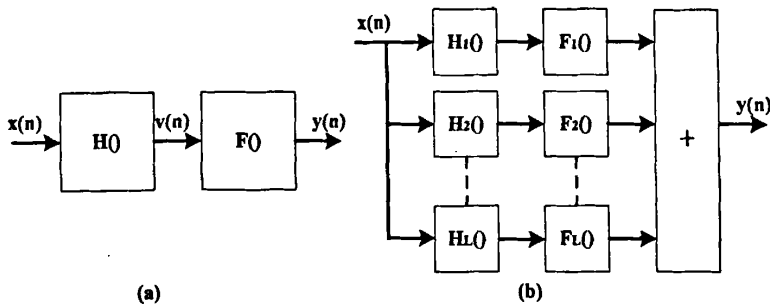


图 3-2 (a) Wiener 模型; (b) 并行 Wiener 模型

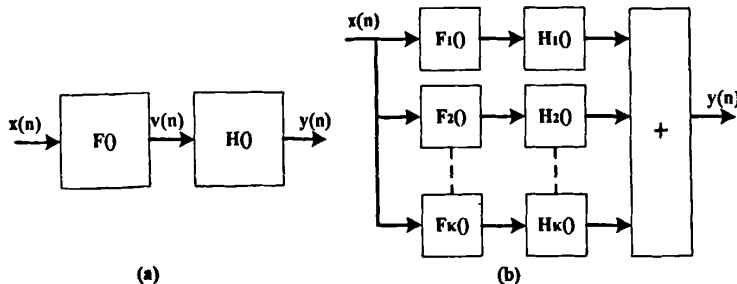


图 3-3 (a) Hammerstein 模型; (b) 并行 Hammerstein 模型

类似的，Hammerstein 模型由一个无记忆的非线性单元后面加上一个线性时不变系统组成，如图 3-3(a)所示。Hammerstein 模型的公式为^{[17][25]}：

$$v(n) = F(x(n)) = \sum_{k=1}^K b_k x(n) |x(n)|^{k-1} \quad (3.22)$$

$$y(n) = H(v(n)) = \sum_{q=0}^Q h_q v(n-q) \quad (3.23)$$

$$y(n) = \sum_{q=0}^Q h_q \sum_{k=1}^K b_k x(n-q) |x(n-q)|^{k-1} \quad (3.24)$$

并行 Hammerstein 模型是对 Hammerstein 模型的扩展，并行 Hammerstein 模型如图 3-3(b)所示，其中两个模块和最后输出分别为^{[17][25]}：

$$F_k(x(n)) = x(n) |x(n)|^{k-1} \quad (3.25)$$

$$H_k(v(n)) = \sum_{q=0}^Q h_{kq} v(n-q) \quad (3.26)$$

$$y(n) = \sum_{k=1}^K \sum_{q=0}^Q h_{kq} x(n-q) |x(n-q)|^{k-1} \quad (3.27)$$

如文献[16]中所述，并行 Hammerstein 模型等价于有记忆的多项式模型，有记忆的多项式模型是并行 Wiener 模型的特例，Hammerstein 模型是并行 Hammerstein 模型的特例，Wiener 模型是并行 Wiener 模型的特例。

Wiener 和 Hammerstein 模型的参数识别一般分两个步骤，利用最小二乘法求解，下面简单的介绍其求解思路。首先，利用功放的输入和输出数据，求出第一个单元的参数；然后在已知第一个单元的参数基础上，求出第一个单元的输出数据，再把它和功放输出数据放在一起，求出第二个单元的参数。

图 3-4 是 Wiener-Hammerstein 模型的示意图^[25]，它结合了 Wiener 和 Hammerstein 模型的结构，由两个线性的时不变系统后面加上一个无记忆的非线性单元组成。这种结构通常用在卫星通信信道中，这里不作详细的讨论。

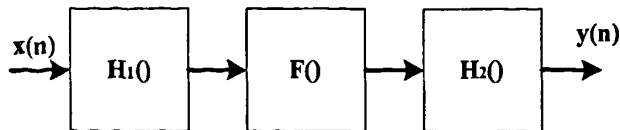


图 3-4 Wiener-Hammerstein 模型

3.2.4 神经网络模型

神经网络是为了模拟大脑的基本特性而提出来的，是对生物神经网络的抽象和简化，它是由大量的神经元(Neuron)组成的网络。神经网络能逼近任意连续的非线性函数，且具有灵活的学习方式，已经成为非线性系统建模的研究热点^{[26][27]}。近几年，微波非线性电路和系统的建模方面，神经网络

已经得到了广泛应用^{[28]-[30]}。

基本神经元的结构如图 3-5 所示，由输入矢量、权重、偏移和传输函数组成^[27]。

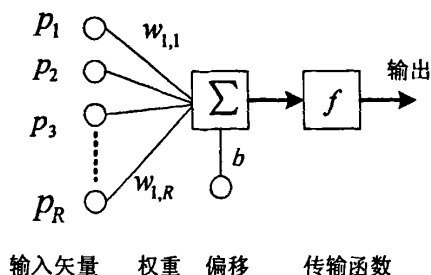


图 3-5 神经元的基本结构

其输出为：

$$f\left(\sum_{i=1}^R w_{i,1} p_i + b\right) = f(\bar{w} \cdot \bar{p} + b) \quad (3.28)$$

式中 R 为输入数目， $w_{i,1}$ 是对应于第 i 个输入的权重， b 为偏移系数， $f(\cdot)$ 为传输函数， \bar{w} 和 \bar{p} 为权重和输入的矩阵表示。

传输函数通常选择阶跃函数、线性函数、Log-Sigmoid 函数和 Tangent-Sigmoid 函数^[27]：

(1) 阶跃函数

$$f(x) = \begin{cases} 0, & x < 0 \\ 1, & x \geq 0 \end{cases} \quad (3.29)$$

(2) 线性函数

$$f(x) = x \quad (3.30)$$

(3) Log-Sigmoid 函数

$$f(x) = \frac{1}{(1 + e^{-x})} \quad (3.31)$$

(4) Tangent-Sigmoid 函数

$$f(x) = \frac{1 - e^{-2x}}{1 + e^{-2x}} \quad (3.32)$$

神经网络由多个神经元组成，它们互联的模式通常有前向网络、反馈前向网络等。如图 3-6 所示，前向网络中，神经分层排列，由输入层、中间层(隐层)和输出层组成，每一层的神经元只接受前一层的信息，典型的前向网络有多层感知器(Multilayer Perceptrons: MLPs)、径向基函数网络等。反馈前向网络中，输出层或中间层对输入层有反馈信息，通常应用于有记忆的模型中，例如 Elman

和 Hopfield 递归网络模型就属于反馈前向网络结构^{[26][27]}。

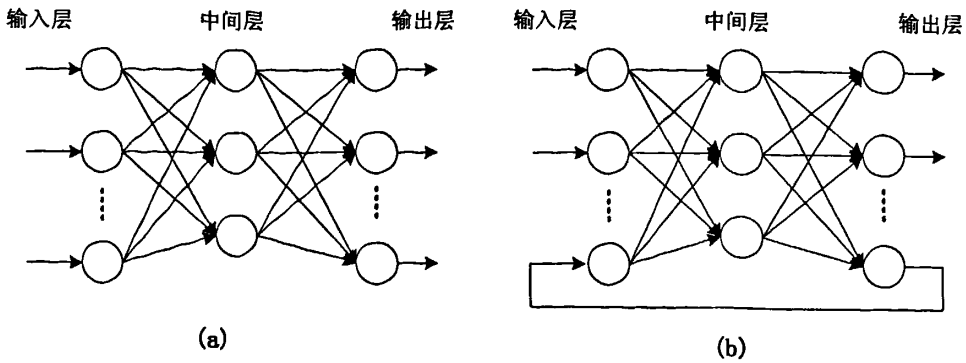


图 3-6 (a)前向网络示意图; (b)反馈前向网络示意图

现在,很多研究者都在功放的建模中应用了神经网络方法,其中有实数(I和Q)或幅度输入的延时三层前向网络模型^{[31][32]}、径向基函数网络模型(RBFNN)^[33]、递归型网络模型^{[34][35]}等。

3.2.4.1 延时三层前向网络

功率放大器的输入和输出关系可以写为笛卡尔坐标系的形式^[31]:

$$\begin{cases} x(n) = I_m(n) + jQ_m(n) \\ y(n) = I_{out}(n) + jQ_{out}(n) \end{cases} \quad (3.33)$$

$$\begin{cases} I_{out}(n) = f_I(I_m(n), I_m(n-1), \dots, I_m(n-q_1); Q_m(n), Q_m(n-1), \dots, Q_m(n-q_2)) \\ Q_{out}(n) = f_Q(I_m(n), I_m(n-1), \dots, I_m(n-q_1); Q_m(n), Q_m(n-1), \dots, Q_m(n-q_2)) \end{cases} \quad (3.34)$$

把当前采样时刻 n 输出信号看成采样时刻 n 的和采样时刻 n 前的输入信号的非线性函数,模型的记忆效应通过参数 q_1 和 q_2 来描述。

利用三层前向网络模型建立非线性函数 $f_I(\bullet)$ 和 $f_Q(\bullet)$ 的关系,这就是实数输入三层前向延时网络模型(Real-Valued Time-Delay Neural Networks)的构建思路,文献[31]中有详细的描述,其输入为延时的 I/Q 向量,输出为函数 $f_I(\bullet)$ 和 $f_Q(\bullet)$,如图 3-7,由输入层、隐层和输出层组成,其中隐层有 M 个神经元。

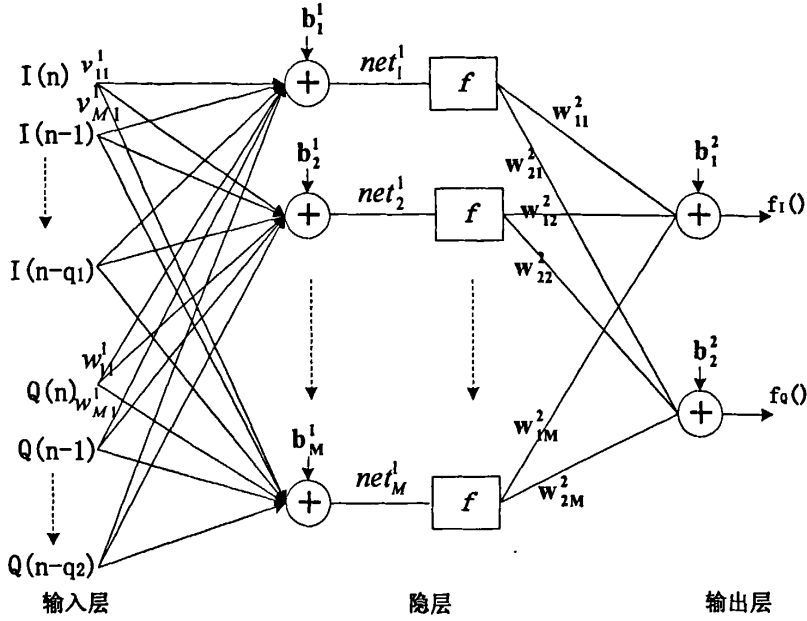


图 3-7 实数输入延时三层前向网络模型

模型输出和输入的关系如下^[31]:

$$\begin{cases} I_{out}(n) = \sum_{k=1}^M w_{1k}^2 \dot{O}_k^1(n) + b_1^2 \\ Q_{out}(n) = \sum_{k=1}^M w_{2k}^2 \dot{O}_k^1(n) + b_2^2 \end{cases} \quad (3.35)$$

式中

$$\dot{O}_k^1(n) = f(\text{net}_k^1(n)) = f\left(\sum_{i=0}^{q_1} v_{k(i+1)}^1 I_{in}(n-i) + \sum_{i=0}^{q_2} w_{k(i+1)}^1 Q_{in}(n-i) + b_k^1\right) \quad (3.36)$$

传输函数选择 $f(\bullet)$ 为 Tangent-Sigmoid 函数, 和 $v_{k(i+1)}^1$ 和 $w_{k(i+1)}^1$ 为权重系数, b_k^1 、 b_1^2 和 b_2^2 为偏移系数。

如果把功放输入和输出信号写成极坐标的形式, 那么可以表示为^[32]:

$$\begin{cases} x(n) = r(n) \exp(j\theta(n)) \\ y(n) = g[r(n), r(n-1), \dots, r(n-L)] \exp\{j(\theta(n) + p[r(n), r(n-1), \dots, r(n-L)])\} \end{cases} \quad (3.37)$$

其中 $r(n)$ 和 $\theta(n)$ 代表输入信号的幅度和相位, $g(\bullet)$ 和 $p(\bullet)$ 分别代表动态的幅度和相位的失真, 可以认为 $g(\bullet)$ 和 $p(\bullet)$ 都是输入幅度的函数来构建的功放的有记忆模型, 记忆深度为 L 。

建立幅度输入三层前向网络模型如图 3-8^[32], 输入为延时的幅度向量, 输出为 $g(\bullet)$ 和 $p(\bullet)$, 其关系如下:

$$g(\bullet) = \sum_{k=1}^M w_{1k}^2 O_k^1(n) + b_1^2 \quad (3.38)$$

$$p(\bullet) = \sum_{k=1}^M w_{2k}^2 O_k^1(n) + b_2^2 \quad (3.39)$$

$$O_k^l(n) = f(\text{net}_k^l(n)) = f\left(\sum_{i=0}^L w_{k(i+1)}^l r(n-i) + b_k^l\right) \quad (3.40)$$

式中 $k=1,2,\dots,M$ ，传输函数选择 $f(\bullet)$ 为 Tangent-Sigmoid 函数。

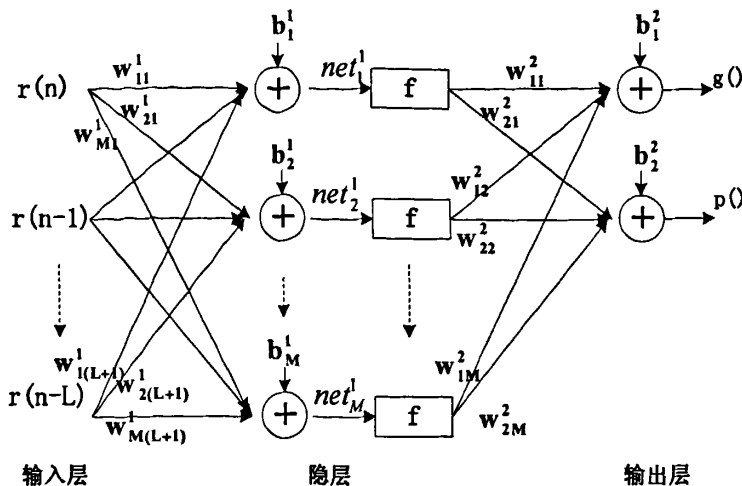


图 3-8 幅度输入延时三层前向网络模型

提取延时三层前向网络模型参数的过程就是神经网络的训练过程，这里可以利用反向传播算法 (Back-propagation algorithm) 用来训练神经网络以提取模型参数。标准的反向传播算法是梯度下降算法，它的权重和偏移参数的梯度计算过程是从网络最后一层开始一层一层向前计算的，所以称为反向传播^{[26][27]}。详细的实验验证过程和结果讨论可以参考文献[32]。

3.2.4.2 径向基函数网络

把神经网络的设计看成是一个高维空间中的曲线问题，径向基函数网络(RBFNN)就是基于这个出发点提出来的。如文献[26]中所述，神经网络的隐层提供一个函数集，该函数集在输入向量扩展至隐藏空间时为其构建一个任意的“基”，这个函数集中的函数称为径向基函数。径向基函数一共有三层：输入层、隐层和输出层。输入和输出层的基本功能和前向网络中类似，都是网络与外界的连接，隐层的作用是输入空间到隐藏空间的非线性变换，隐藏空间的维数越高，网络逼近的精度越高^{[26][27]}。

文献[33]把径向基函数网络应用于功放的动态建模中，输入层和输出层和幅度输入延时三层前向网络模型相同，利用径向基函数网络建立功放动态幅度和相位失真的非线性模型，如图 3-9 所示。

隐层中，径向基函数和模型的输出为^[33]：

$$G_i = G(\|x - t_i\|) = \exp\left(-\frac{\|x - t_i\|^2}{2\sigma_i^2}\right) \quad (3.41)$$

$$\begin{cases} g(\bullet) = \sum_{i=1}^M w_{i,1} G(\|x - t_i\|) + b_1 \\ p(\bullet) = \sum_{i=1}^M w_{i,2} G(\|x - t_i\|) + b_2 \end{cases} \quad (3.42)$$

式中 x 为输入幅度向量， $x = [r(n), r(n-1), \dots, r(n-L)]^T$ ， t_i 和 σ_i 为函数的参数， M 为隐层径向基函

数的个数, L 为模型的记忆长度。

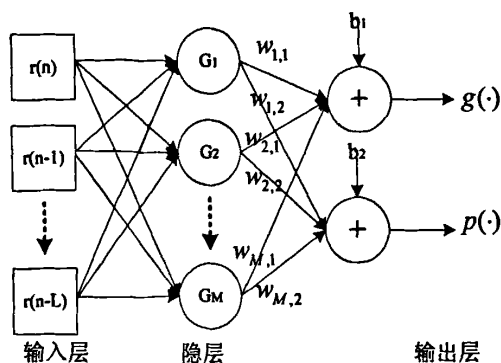


图 3-9 径向基函数网络模型

从图 3-9 可以算出, 径向基函数网络模型的参数个数为 $M(L+3)+2$, 径向基函数的参数训练过程可以参考文献[26][27]。

3.2.4.3 递归型网络

文献[34][35]将递归神经网络模型应用到功放建模, 如图 3-10 所示, 由于应用了反馈结构, 此类模型对于有很强记忆效应的功放建模情形比较适用, 相对于前向网络, 反馈结构可以降低模型的复杂度。

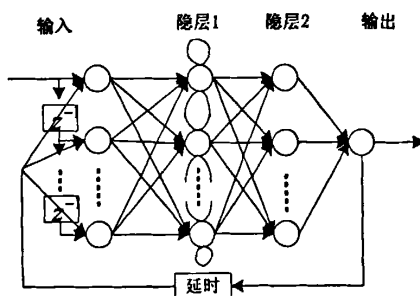


图 3-10 递归神经网络模型

3.2.5 模糊神经网络模型

神经网络虽然是非线性动态系统建模的有效方法, 但是大多数神经网络模型都是多层感知器结构, 难提取出模型参数, 其复杂的多层结构在一定程度上制约了预失真的实现和应用。模糊推理系统已经在自动控制、数据分类、决策分析和模式识别等领域获得了成功的应用, 神经网络也在建立非线性模型方面体现了一定的优越性, 那么在功放建模方面, 对模糊神经网络模型的研究是一个非常有益的课题。这里首先介绍一下模糊推理系统, 然后介绍一种模糊神经网络模型(自适应神经网络模糊推理系统), 以及在功放建模方面的应用。

3.2.5.1 模糊推理系统

模糊推理系统是建立在模糊集合论、模糊 if-then 规则和模糊推理等概率基础上的先进的计算框

架，其基本结构由三个重要的部分：规则库、数据库和推理机制，如图 3-11 所示。规则库中定义一系列模糊规则，数据库中定义模糊规则对应的隶属函数，推理机制是按照规则和给定的事实执行推理过程得到合理的结论。^{[36][37]}

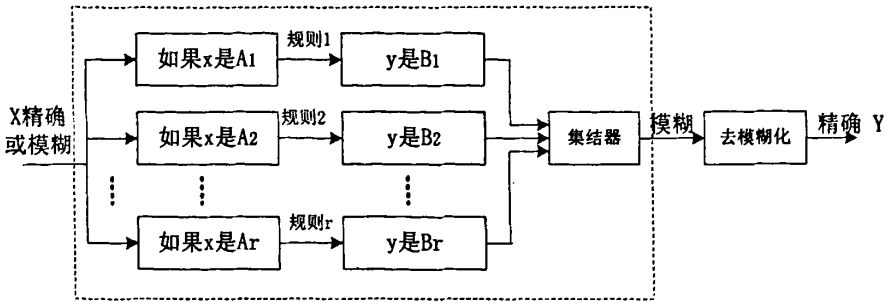


图 3-11 模糊推理系统示意图

图 3-11 中，模糊推理系统的输入既可以是精确输入又可以是模糊输入，系统输出一般为模糊的，有时候需要得到精确的输出，必须在模糊推理系统中加上去模糊化的过程，提炼出精确的数值。当系统的输入和输出都是精确的时候，模糊推理系统实现了从输入空间到输出空间的非线性映射，其中每一条规则完成的是局部映射，模糊推理系统实际上体现了一种“分而治之”的思想，下面在介绍自适应神经模糊推理系统的时候有举例说明。常见的模糊推理系统有三种：Mamdani、Sugeno 和 Tsukamoto 模糊系统^{[36][37]}。

3.2.5.2 ANFIS

自适应神经模糊推理系统 (ANFIS)^{[36][37]}由 Jang 提出, ANFIS 可以等价于 1 阶 Sugeno 模糊系统, 首先如文献[36][37]中介绍一下 ANFIS, 这部分的公式出处不详细标注, 可以参考文献[36][37]。为了简单起见, 假设输入空间是 2 维的, 即 ANFIS 有两个输入 x_1 和 x_2 , 输出 y , 并且有两条 if-then 规则如下:

规则 1: 如果 x_1 是 A_1 和 x_2 是 B_1 , 那么 $f_1 = p_1x_1 + q_1x_2 + r_1$;

规则 2: 如果 x_1 是 A_2 和 x_2 是 B_2 , 那么 $f_2 = p_2x_1 + q_2x_2 + r_2$;

其中 A_1 、 A_2 、 B_1 和 B_2 是模糊定义为输入空间的模糊集合, p_i 、 q_i 和 r_i 是参数($i=1$ 或 2)。

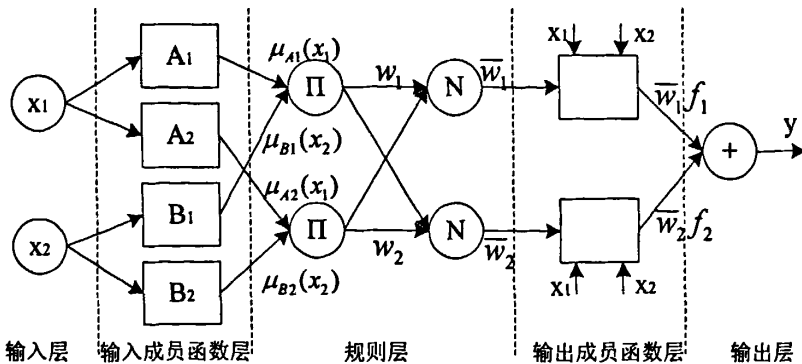


图 3-12 两个输入两条规则的 ANFIS 结构

输入层：定义输入空间变量，图 3-12 是 2 维的输入。

输入成员函数层：定义了模糊集合 A_1 、 A_2 、 B_1 和 B_2 的隶属函数，可以选择钟型函数：

$$\mu_{A_i}(x) = \frac{1}{\left(1 + \left|\frac{x - c_{iA}}{a_{iA}}\right|^{2b_{iA}}\right)} \quad (3.43)$$

$$\mu_{B_i}(x) = \frac{1}{\left(1 + \left|\frac{x - c_{iB}}{a_{iB}}\right|^{2b_{iB}}\right)} \quad (3.44)$$

式中， a_{iA} 、 b_{iA} 和 c_{iA} 为模糊集合 A_i 隶属函数的前提参数； a_{iB} 、 b_{iB} 和 c_{iB} 为模糊集合 B_i 隶属函数的前提参数。

规则层：

$$w_i = \mu_{A_i}(x_1)\mu_{B_i}(x_2) \quad (3.45)$$

$$\bar{w}_i = w_i / (w_1 + w_2) \quad (3.46)$$

输出成员函数层：定义为输入变量的 1 阶多项式，其输出为

$$\bar{w}_i f_i = \bar{w}_i (p_i x_1 + q_i x_2 + r_i) \quad (3.47)$$

其中 p_i 、 q_i 和 r_i 是称为结论参数。

输出层：

$$y = \sum_i \bar{w}_i f_i = \frac{\sum_i w_i f_i}{\sum_i w_i} \quad (3.48)$$

前面已经介绍了一个简单的 ANFIS 模型，现在把前面介绍的模型再变的丰富一些。图 3-13(a) 显示了 2 个输入和 9 条规则的 ANFIS 结构，假设每一个输入都对应于三个输入成员函数。从图 3-13(b) 可以清楚地看到，2 维的输入空间被划分为 9 个模糊区域，每一个 if-then 规则对应于其中的一个模糊区域，这就是模糊推理系统中“分而治之”的思想具体体现。

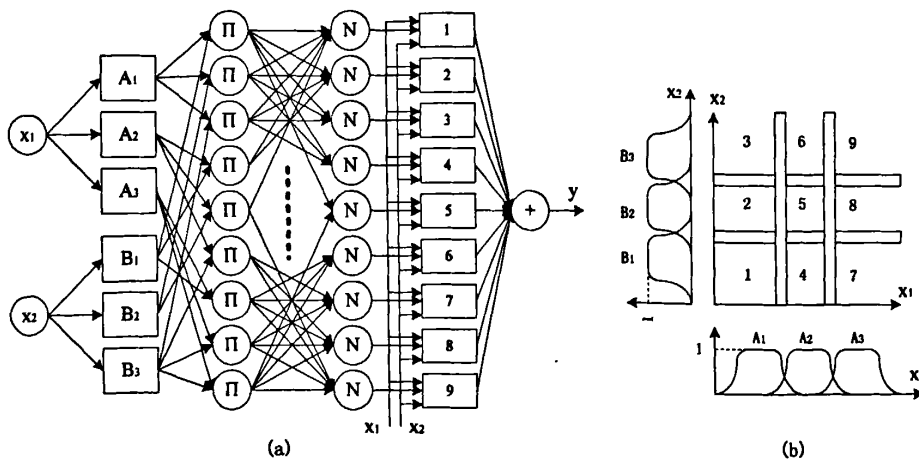


图 3-13 (a)两输入九条规则的 ANFIS; (b)输入空间分割为九个模糊区域

通常，最小二乘和梯度下降算法相结合的混合的学习算法可以用来识别 ANFIS 参数。ANFIS 的参数可以分为前提参数和结论参数两种，他们的更新是分离的。当固定前提参数时，系统的输出可以看作结论参数的线性函数，所以结论参数可以利用最小二乘法求出；当固定结论参数的时候，误差信号反向传播，可以利用梯度下降或各种基于梯度的变形算法来更新前提参数。如此反复的迭代更新前提参数和结论参数，直到系统误差达到指定的要求，如图 3-14 所示。

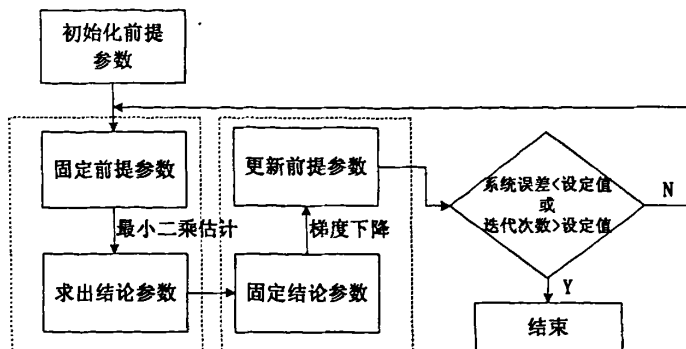


图 3-14 ANFIS 混合的学习算法的流程图

Lee 首先把 ANFIS 成功的应用到功放的预失真中^{[38]-[40]}，利用 2 个结构类似的 ANFIS 分别用来弥补静态的幅度(AM/AM)和相位(AM/PM)失真。如果把这种方法用到功放的模型中，可以理解为利用 ANFIS 来建立静态的幅度和相位失真特性，如图 3-15 所示。

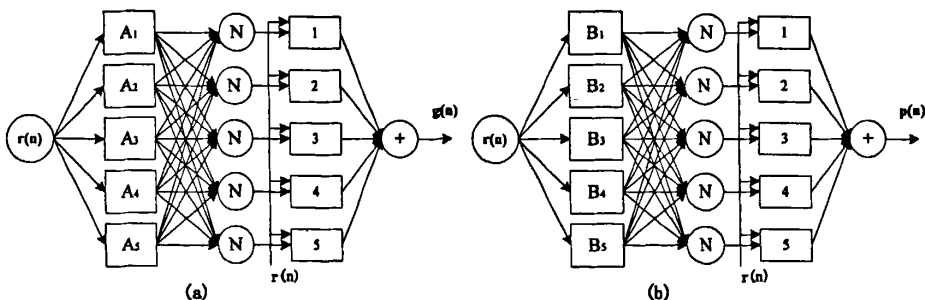


图 3-15 (a)功放 AM/AM 特性的模型；(b)功放 AM/PM 特性的模型

规则库($i = 1, 2, \dots, 5$):

如果 $r(n)$ 为 A_i ，那么 $R = G_i r(n) + H_i$

如果 $r(n)$ 为 B_i ，那么 $\phi = J_i r(n) + K_i$

输入层：当前采样时刻 n 的功放输入信号的幅度 $r(n)$ 。

输入成员函数：选择高斯函数

$$\mu_{A_i}(x) = \exp\left(-\frac{(x - c_{A_i})^2}{2\sigma_{A_i}^2}\right) \quad (3.49)$$

$$\mu_{B_i}(x) = \exp\left(-\frac{(x - c_{B_i})^2}{2\sigma_{B_i}^2}\right) \quad (3.50)$$

模型输出：

$$g(n) = \frac{\sum_{i=1}^5 \mu_{A_i}(r(n))(G_i r(n) + H_i)}{\sum_{i=1}^5 \mu_{A_i}(r(n))} \quad (3.51)$$

$$p(n) = \frac{\sum_{i=1}^5 \mu_{B_i}(r(n))(J_i r(n) + K_i)}{\sum_{i=1}^5 \mu_{B_i}(r(n))} \quad (3.52)$$

其中 G_i 、 H_i 、 J_i 、 K_i 、 c_{A_i} 、 σ_{A_i} 、 c_{B_i} 和 σ_{B_i} 为模型参数。

由于 Lee 建立的是功放的静态模型，建立有记忆的功放 ANFIS 模型是十分值得研究的方面，这方面的内容将在下一章详细讨论。

3.3 小结

这一章主要介绍了功率放大器的行为模型研究的现状和最新的进展情况。如图 3-16 所示，功放模型可以分为两大类：无记忆的功放模型和有记忆的功放模型，其中有记忆的功放模型是研究热点，因为现代通信系统中功放的记忆效应是必须要考虑的因素。有记忆的模型主要可以分为 Volterra 级数模型、Volterra 级数简化模型、神经网络模型、模糊神经网络模型等。

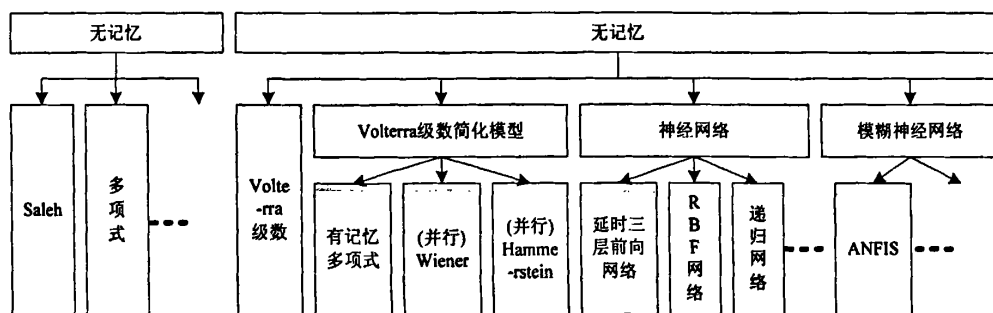


图 3-16 功放模型分类图

参考文献

- [1] Isaksson M, Wisell D, Ronnow D. A Comparative Analysis of Behavioral Models[J]. IEEE Trans Microw Theory Tech, 2006, 54(1): 348-359.
- [2] Pedro J C, Maas S A. A comparative overview of microwave and wireless power-amplifier behavioral modeling approaches[J]. IEEE Trans Microw Theory Tech, 2005, 53(4): 1150-1163.
- [3] Saleh A. Frequency-Independent and Frequency-Dependent Nonlinear Models of TWT Amplifiers[J]. IEEE Trans Commun, 1981, 29(11): 1715-1720.
- [4] Pedro J C, Carvalho N B. Intermodulation Distortion in Microwave and Wireless Circuits[M], Boston, MA: Artech House, 2003. 25-71.
- [5] Kenington P B. High Linearity RF Amplifier Design[M], Boston, MA: Artech House, 2000. 21-85.
- [6] Schetzen M. The Volterra and Wiener Theories Nonlinear Systems[M]. New York: Wiley, 1980.
- [7] Mathews V J, Sicuranza G L. Polynomial Signal Processing[M]. New York: Wiley, 2000.
- [8] Hummels D R, Gitchell R D. Equivalent low-pass representations for bandpass volterra systems[J]. IEEE Transactions on Communications, 1980, COM-28(1): 140-142.

- [9] Martin R J. Volterra system identification and Kramer's sampling theorem[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 1999, 47(11): 3152-3155.
- [10] Zhu A, Wren M, Brazil T J. An efficient Volterra-based behavioral model for wideband RF power amplifiers [C]. IEEE MTT-S Int Microwave Symp Digest, Philadelphia, PA, USA, 2003, 2: 787-790.
- [11] Zhu A, Brazil T J. Behavioral Modeling of RF Power Amplifiers Based on Pruned Volterra Series[J]. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, Dec. 2004, 14(12): 563-565.
- [12] Zhu A, Pedro J C, Brazil T J. Dynamic Deviation Reduction Based Volterra Behavioral Modeling of RF Power Amplifiers[J]. IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, 2006, 54(12): 4323-4332.
- [13] Zhu A, Brazil T J. RF Power Amplifiers Behavioral Modeling Using Volterra Expansion with Laguerre Functions[C]. IEEE MTT-S Int Microwave Symp Dig, Long Beach, CA, USA, 2005: 963-966.
- [14] Isaksson M, Ronnow D. A Kautz-Volterra Behavioral Model for RF Power Amplifiers[C]. IEEE MTT-S Int Microwave Symp Dig, San Francisco, California, USA:2006: 485-488.
- [15] Kim J, Konstantinou K. Digital Predistortion of Wideband Signals Based on Power Amplifier Model with Memory[J]. Electronics Letters, 2001, 37(23): 1417-1418.
- [16] Ding L, Zhou G T, Morgan D R, et al. A Robust Digital Baseband Predistorter Constructed Using Memory Polynomials[J]. IEEE Trans on Communications, 2004, 52(1): 159-164.
- [17] Clark C J, Chrisikos G, Muha M S, et al. Time-domain envelope measurement technique with application to wideband power amplifier modeling[J]. IEEE Trans Microwave Theory Tech, 1998, 46(12): 2531-2540.
- [18] Ljung L, System Identification: Theory for the User, 2nd ed. Prentice Hall, 1999.
- [19] Gilibert P L, Montoro G, Bertran E. On the Wiener and Hammerstein Models for Power Amplifier Predistortion[C]. Asia-Pacific Microwave Conference Proceedings (APMC2005), SuZhou, China, 2005,2.
- [20] Silveira D, Gadringer M, Arthaber H, et al. RF-Power Amplifier Characteristics Determination Using Parallel Cascade Wiener Models and Pseudo-Inverse Techniques[C]. Asia-Pacific Microwave Conference Proceedings (APMC2005), SuZhou, China, 2005, 1.
- [21] Bai Er-Wei. An Optimal Two-Stage Identification Algorithm for Hammerstein-Wiener Nonlinear Systems[C]. Automatica, 1998, 34(3): 333-338.
- [22] Gilibert P L, Silveira D D, Montoro G, et al. RF-Power Amplifier Modeling and Predistortion Based on a Modular Approach[C]. Proc IEEE European Microwave Integrated Circuits Conference (EuMIC06), Manchester, United Kingdom, 2006: 265-268.
- [23] Liu T, Boumaiza S, Ghannouchi F M. Augmented Hammerstein Predistorter for Linearization of Broad-Band Wireless Transmitters[J]. IEEE Trans on Microwave Theory and Techniques, 2006, 54(4): 1340-1349.
- [24] Silveira D D, Arthaber H, Gilibert P L, et al. Application of Optimal Delays Selection on Parallel Cascade Hammerstein Models for the Prediction of RF-Power Amplifier Behavior[C]. Asia-Pacific Microwave Conference Proceedings (APMC2006), Yokohama, Japan, 2006, 1: 283-286.
- [25] Benedetto S, Biglieri E. Nonlinear equalization of digital satellite channels[J]. IEEE J Select Areas Commun, 1983, SAC-1(1): 57-62.
- [26] Simon Haykin. 神经网络原理[M]. 机械工业出版社, 2004.
- [27] Martin T Hagan, Howard B Demuth, Mark H Beale. 神经网络设计[M]. 机械工业出版社, 2002.
- [28] Wood J, Root D E, Tuffillaro N B. A behavioral modeling approach to nonlinear model-order reduction for RF/microwave ICs and systems[J]. IEEE Trans Microw Theory Tech, 2004, 52(9): 2274-2284.

- [29] Xu J J, Yagoub M C E, Ding R, et al. Neural-based dynamic modeling of nonlinear microwave circuits[J]. *IEEE Trans Microw Theory Tech*, 2002, 50(12): 2769-2780.
- [30] Ibnkahla M, Sombria J, Castanie F, et al. Neural networks for modeling nonlinear memoryless communication channels[J]. *IEEE Trans Commun*, 1997, 45(7): 768-771.
- [31] Liu T, Boumaiza S, Ghannouchi F M. Dynamic Behavioral Modeling of 3G Power Amplifiers Using Real-Valued Time-Delay Neural Networks[J]. *IEEE Trans Microw Theory Tech*, 2004, 52(3): 1025-1033.
- [32] Zhai Jianfeng, Zhou Jianyi, Zhao Jianing, et al. Behavioral modeling of RF power amplifiers with time-delay feed-forward neural networks[J]. *Journal of Southeast University (English Edition)*, 2008, 24(1): 6-9.
- [33] Isaksson M, Wisell D, Ronnow D. Wide-band dynamic modeling of power amplifiers using radial basis function neural networks[J]. *IEEE Trans Microw Theory Tech*, 2005, 53(11): 3422-3428.
- [34] Luongvinh D, Kwon Y. Behavioral modeling of power amplifiers using fully recurrent neural networks[J]. *IEEE MTT-S Int Microwave Symp Dig*, Long Beach, CA, USA, 2005: 1979-1982.
- [35] Luongvinh D, Kwon Y. A Fully Recurrent Neural Network-Based Model for Predicting Spectral Regrowth of 3G Handset Power Amplifiers With Memory Effects[J]. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 2006, 16(11): 621-623.
- [36] 张智星, 孙春在, 水谷英二. 神经-模糊和软件计算[M]. 西安交通大学出版社, Prentice-Hall, 2000.
- [37] Jang J -S. ANFIS: adaptive-network-based fuzzy inference system[J]. *IEEE Trans Systems Man Cybern*, 1993, 23(3): 665-685.
- [38] Lee K C, Gardner P. A novel digital predistorter technique using an adaptive neuro-fuzzy inference system[J]. *IEEE Commun Lett*, 2003, 7(2): 55-57.
- [39] Lee K C, Gardner P. Neuro-fuzzy approach to adaptive digital predistortion[J]. *Electron Lett*, 2004, 40(3): 185-186.
- [40] Lee K C, Gardner P. Adaptive neuro-fuzzy inference system (ANFIS) digital predistorter for RF power amplifier linearization[J]. *IEEE Trans Vehicular Technology*, 2006, 55(1): 43-51.

第四章 宽带射频功率放大器的模型研究

当一个宽带射频功率放大器设计好了之后，通过建立行为模型的方法可以准确地获得功率放大器的非线性特性。本章主要从两个方面进行宽带射频功率放大器模型的研究：数据采集方法和模型本身。准确地采集功放的输入和输出数据是建立功放模型的基础，那么建立功放实验平台是必不可少的一步。第一节首先介绍了两种常用的基本实验平台及测试步骤，然后针对当前通信系统信号带宽非常宽的特点，分析了两种提高采样精度的方法。第二节主要分析了模型选择标准和模型的评价指标。最后，介绍了三种新型的功放模型，并且对实验结果作了详细的比较和分析。

4.1 功放建模实验平台

因为这里讨论的模型是行为模型，不是物理模型，所以建立功放实验平台采集功放的输入和输出数据是第一步。通常实验平台有两种，一种是基于模拟数字转换器(Analog-to-Digital Converter : ADC)采集电路的实验平台；另一种是基于仪器的实验平台。虽然本质上两者都是数据采集，但是从实现方法上来看，两种方法各有优点和缺点。下面依次介绍这两种常用的方法。

4.1.1 基于 ADC 采集电路的实验平台

基于 ADC 采集电路的实验平台框图如图 4-1 所示，除了用于采集基带 I/Q 信号的 ADC 和存储器外，还包括一个基本的通信发射和接收机前端：正交调制器和解调器、中频滤波器、上变频器、下变频器、功放、衰减器和耦合器等。在采集触发信号的同步下，ADC 同时把输入和输出功放的基带 I/Q 信号采集下来并存储。一般假设接收通道中的解调器、滤波器和下变频器是没有非线性失真或很小，这样采集下来的数据就可以反映发送通道的非线性特性，也就是说发送通道的非线性特性包括调制器、滤波器、上变频器和功放的非线性特性。一般调制器、滤波器和上变频器的非线性特性相对于功放而言比较小，所以可以近似的认为采集下来的数据是反映功放输入和输出非线性特性的数据。

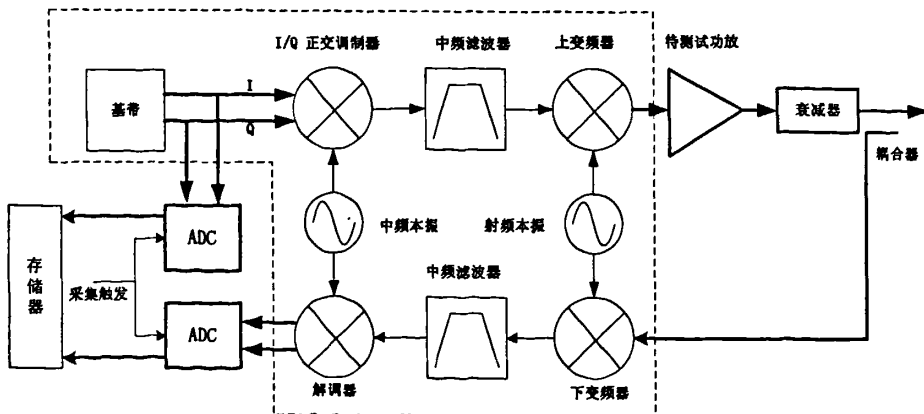


图 4-1 基于 ADC 采集电路的实验平台框图

采集数据和功放建模的一般步骤为:

- 1) 建立实验平台, 产生输入功放的基带 I/Q 信号, 调整和确认功放工作于正常状态, 确认射频收发通道工作于正常状态。
- 2) 确认输入和输出功放的基带 I/Q 信号在 ADC 的采样幅度范围内。
- 3) 在采集触发信号的触发下, ADC 分别采集输入和输出功放的基带 I/Q 信号, 并存储, 一般 ADC 的采样率远大于 I/Q 信号带宽的 2 倍。
- 4) 分析输入和输出功放的基带 I/Q 信号, 做复同步。
- 5) 建立功放模型。

基于 ADC 采集电路的实验平台的优点在于:

- 1) 实验成本较低。
- 2) 设计电路板可以和预失真电路融合在一起。
- 3) 采样速率、算法和电路灵活可控。

基于 ADC 采集电路的实验平台的缺点也非常明显:

- 1) 设计和调试电路板比较复杂, 周期比较长, 需要有丰富的数字和模拟电路的设计和调试经验。
- 2) 数据采集的长度受到存储器容量的限制。
- 3) 数据的采样速率和精度都取决于 ADC, 需要高速的 ADC 芯片的支持。

4.1.2 基于仪器的实验平台和测试步骤

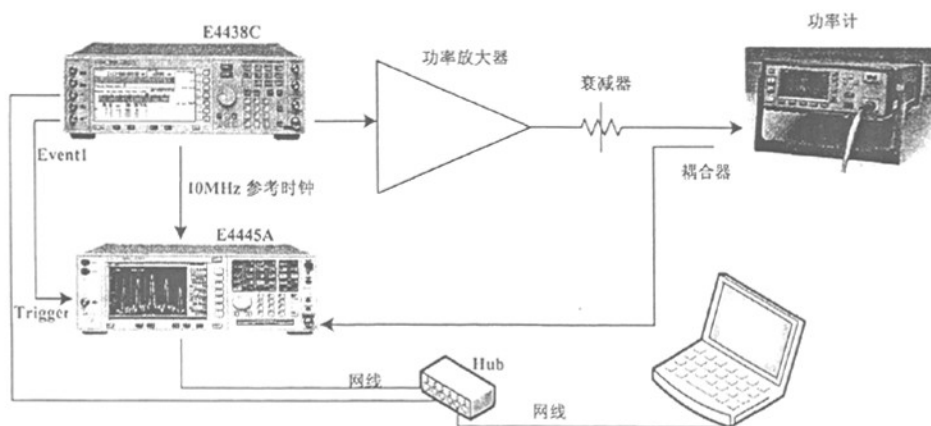


图 4-2 基于仪器的实验平台

利用基于仪器的实验平台进行功放建模是一种常用的比较方便快捷的方法, 除了功放外, 功放的输入和输出基带 I/Q 数据的采集可以基于仪器完成, 如图 4-2 所示, 这里主要基于 Agilent 的仪器来说明这种方法。

如图 4-2, 矢量信号发生器(ESG-E4438C)、矢量信号分析仪(Vector Signal Analyzer: VSA)E4445A 和电脑的网卡接口连接到同一个 Hub 上, 并且设置 IP 在同一网段; E4438C 输出连接到功放输入; 功放输出信号通过衰减器把信号一部分耦合到 E4445A 的输入, 一部分连接到功率计; 为了实现接收和发射的信号同步功能, 必须把 E4438C 的 10MHz 参考时钟连接到 E4445A, 作为外部参考时钟; 另外在 E4438C 中 I/Q 数据文件的开头设置 Marker 1, 在 Event1 接口产生触发信号, 作为 E4445A 外部触发信号, 所以 E4438C 的 Event1 接口必须连接到 E4445A 外部触发接口^[11-13]。

矢量信号发生器 E4438C 可以用来产生功放的输入信号, E4438C 有任意波形产生的功能, 用网

线和电脑连接，电脑上安装 ADS 或 Matlab 软件把基带 I/Q 信号下载到 E4438C 中，然后由 E4438C 产生基于下载 I/Q 数据的功放输入信号。矢量信号分析仪 E4445A 和电脑通过网线连接，借助于电脑上安装 Agilent 89600 软件，可以把功放输出的射频信号解调成功放输出的基带 I/Q 信号，并生成文件用于分析^{[4][5]}。

基于仪器的实验平台的原理，如图 4-3，E4438C 可以看成由数字上变频模块(DUC)、模拟数字转换器(Digital-to-Analog Converter: DAC)、滤波器(Filter)和调制器(MOD)组成，而 E4445A 可以看成由滤波器、解调器(DEMOD)、ADC 和数字下变频模块(DDC)组成，这样从基带到射频的发射通道完全可以由 E4438C 替代，从射频到基带的接收通道完全可以由 E4445A 完成，仪器和电脑的数据交换可以借助于软件和网卡接口来完成。

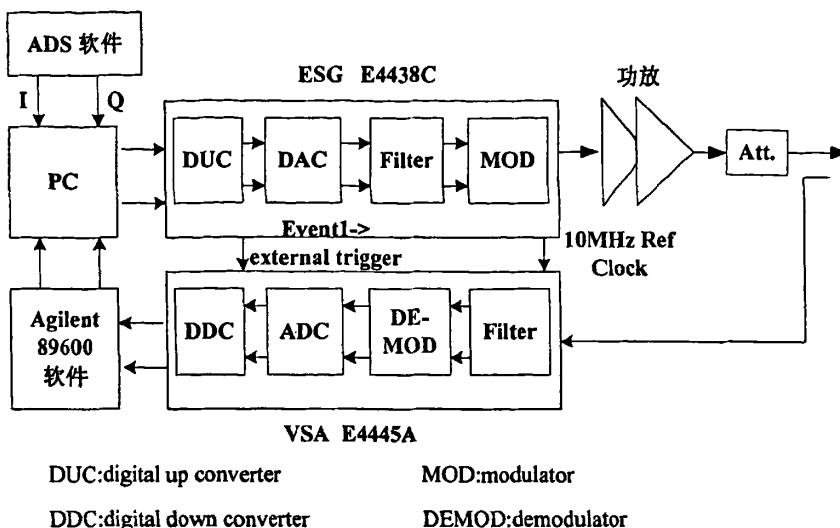


图 4-3 基于仪器的实验平台的原理框图

以 E4438C 和 E4445A 为例，基于 Agilent 仪器的实验平台的详细步骤如下：

- 1)准备实验仪器、电脑、待测试的功放等，并且按图 4-2 连接好。
- 2)安装电脑的软件，包括 ADS、Agilent 89600、Agilent IO library 和 Matlab 和 Agilent Waveform Download Assistant 软件等。
- 3)把电脑和实验仪器，设置 IP 在同一网段。
- 4)利用 ADS 或 Matlab 下载 I/Q 数据文件到 E4438C。
- 5)设置 Agilent 89600 软件，包括参考时钟设置为外部 10MHz 参考、触发信号为外部、信号中心频率、分析带宽等。
- 6)在 Agilent 89600 软件，采集功放输入和输出信号，并把 I/Q 数据存成文件。
- 7)分析输入和输出功放的基带 I/Q 信号，做复相关来同步输入和输出数据。
- 8)建立功放模型。

基于仪器的实验平台的优点在于：

- 1)用实验仪器不需要很长的设计和测试周期，方便快捷。
- 2)实验仪器的集成度高，不需要调试，只要熟悉仪器和相关软件的正确使用。
- 3)实验仪器产生的信号质量较好，并且一般采集数据精度较高。

基于仪器的实验平台的缺点有：

1)仪器购买,成本较高。

2)数据的采样速率和精度都取决于仪器的指标,必需选择满足实验指标的仪器。

4.1.3 提高采样精度的方法

建立基于仪器的实验平台比较方便快捷,一般是我们建立功放模型的首选。然而限于其成本高,测量指标不一定能满足需要的缺点,这里分析了两种如何利用仪器来提高采样精度的方法,其中平均法可以用来提高测量的动态范围,频率缝补法可以扩展测量的带宽和采样率。

4.1.3.1 平均法

假设功放系统为时不变的系统,为了提高测量的动态范围,可以把输入矢量信号分析仪(VSA)的相同信号测量 M 次,做平均,下面从理论上分析这样做可以提高动态范围的原因。

假设第 i 次测量的信号为 $v_i(n)$,理想的没有叠加噪声的信号为 $v_o(n)$,那么

$$v_i(n) = v_o(n) + e_i(n) \quad (4.1)$$

式中 $1 \leq i \leq M$ 。

可以假设 $e_i(n)$ 为高斯白噪声,其概率密度函数为:

$$p(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma^2}\right) \quad (4.2)$$

其中均值为 0, σ^2 为噪声方差,也就是高斯噪声的平均功率。

把输入矢量信号分析仪(VSA)的相同信号测量 M 次,再平均后,得到^[6]:

$$\sum_{i=1}^M v_i(n) / M = \sum_{i=1}^M [v_o(n) + e_i(n)] / M = v_o(n) + \sum_{i=1}^M e_i(n) / M \quad (4.3)$$

由统计理论的知识可以知道, $\sum_{i=1}^M e_i(n) / M$ 服从均值为 0, 方差为 σ^2 / M 的高斯分布。噪声的平均功率(方差)是原来得 $1/M$, 信号的功率没有变化,所以把输入矢量信号分析仪(VSA)的相同信号测量 M 次再做平均后,信噪比(SNR)提高了 $10 \log_{10}(M)$ dB^[6]。

上面从理论上分析了理想情况下的采取平均的方法来提高测量动态范围的关系,实际上采取平均的方法,VSA 的动态范围的提高没有理论值那么大,下面简单分析其原因。

通常,VSA 测量信号的最大动态范围和 VSA 内部的输入混频器、VSA 的底部噪声和 VSA 的 LO 的相位噪声都有关。这里分析 VSA 内部的输入混频器非线性特性,在输入功率变化时对于 VSA 测量信号的最大动态范围的影响,如图 4-4。

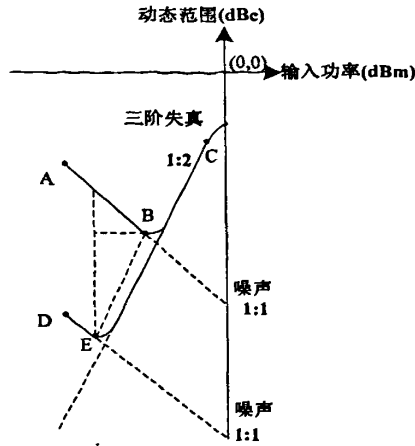


图 4-4 平均法中的 VSA 动态范围的提高

一般混频器和功放一样都是有非线性特性的。当输入信号功率较小时，混频器近似为线性，这时随着输入信号功率的增大，动态范围以 1:1 的比例增大，如图 4-4 中 A 点到 B 点所示，因为信号功率增大 1dB，噪声功率不变，所以测量的动态范围也增加 1dB；当输入信号增大到一定的功率时，混频器会产生各种失真分量，以三阶失真为例，信号功率增加 1dB，三阶失真功率增加 3dB，所以动态范围会相对减小 2dB，如图中 B 点到 C 点所示，最大动态范围在 B 点^{[6][7]}。

采用平均的方法来提高动态范围，在图 4-4 中相当于底部噪声功率下降了 $10\log_{10}(M)$ dB，最大动态范围在 E 点。由图中的几何关系，可以分析出从 B 点到 E 点实际的动态范围提高相当于前面分析的理论值的 $2/3$ ^[6]。

4.1.3.2 频率缝补法

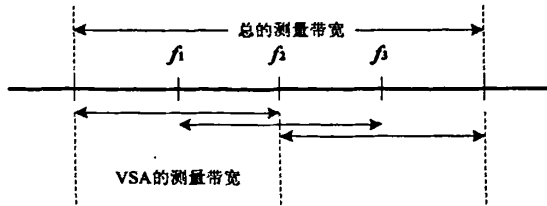


图 4-5 频率缝补法的原理

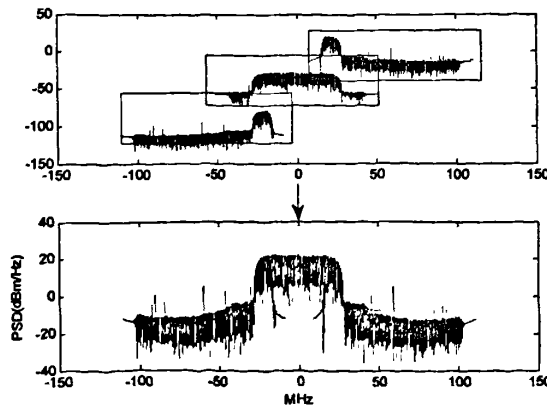


图 4-6 频率缝补法后的功率谱

同样, 假设功放系统为时不变的系统, 当功放输入和输出信号带宽很宽时, VSA 的测量最大带宽远远不能够满足测量需要的带宽, 可以利用频率缝补法来扩展测量的带宽。以三次频率缝补为例, 基本原理如图 4-5 和图 4-6 所示, 在三个不同的中心频率 f_1 、 f_2 和 f_3 处, 分别利用 VSA 测量相同的信号, 得到三个不同的时域信号, 把它们做 DFT 变换后在频域上叠加起来得到总的频域信号, 然后再通过逆 DFT 变换成时域信号, 详细的内容可以参考文献[6]。

4.2 模型选择标准和评价指标

功放模型的选择通常要考虑下面几个方面:

- 1) 模型的精度: 精度越高, 模型越能反映功放的非线性特性。
- 2) 模型的复杂度: 包括模型本身和参数提取算法的复杂度, 复杂度越低, 模型越适用; 复杂度高的模型很难用到预失真电路中。
- 3) 模型的稳定性: 模型参数提取时, 算法比较稳定也是衡量模型的一个重要的方面。

复杂的模型一般精度较高, 但是算法比较复杂, 计算量比较大, 稳定性不好, 简单的模型往往精度不高。模型的精度和复杂度两个方面是相互矛盾的, 所以模型的设计和建立者, 往往需要在这两个方面进行折中。

在线性模型或回归模型, 衡量模型精度的指标有均方误差(Mean Squared Errors: MSE)、均方根误差(Root Mean Squared Errors: RMSE)、归一化均方误差(Normalized Mean Squared Errors: NMSE)^{[8]-[10]}。这里也可以用来衡量功放模型的精度。

如果功放输入为 $x(n)$, 模型输出为 $y_{model}(n)$, 实际测量功放输出信号为 $y_{meas}(n)$, 测量数据长度为 N , 那么误差信号可以定义为 $e(n) = y_{model}(n) - y_{meas}(n)$, 衡量模型精度的指标定义如表 4-1 所示。

表 4-1 衡量模型精度的指标

模型精度的指标	公式	公式(dB)
MSE	$\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N e(n) ^2$	$10 \log_{10} \left(\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N e(n) ^2 \right)$
RMSE	$\sqrt{\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N e(n) ^2}$	$10 \log_{10} \left(\sqrt{\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N e(n) ^2} \right)$
NMSE	$\frac{\sum_{n=1}^N e(n) ^2}{\sum_{n=1}^N y_{meas}(n) ^2}$	$10 \log_{10} \left(\frac{\sum_{n=1}^N e(n) ^2}{\sum_{n=1}^N y_{meas}(n) ^2} \right)$

衡量模型复杂度的指标一般有模型的参数个数、模型的计算量等等。模型的稳定性往往和具体的模型结构和算法有关, 比如一些迭代算法和模型的参数初始条件有关, 有些模型在一定条件下不收敛等等, 详细的梯度迭代算法内容可以参考文献[11]。

4.3 实验功放和测试平台

为了验证模型的有效性, 这里采用了基于仪器的实验平台, 由矢量信号源(ESG-4438C)、矢量信号分析仪(VSA-E4445A)、射频功率放大器、衰减器、耦合器、功率计和电脑等组成, 平台照片如图

4-7 所示^{[12]-[14]}。本章的建模研究都是基于这样实验平台。

图 4-8 是实验功放的照片，其中推动级为 A 类功放，在一般 FR4 板材上设计，工作于 3.5GHz，位于图 4-8 的左侧；测试的射频主功放是 10W 的 MOSFET AB 类功放，型号为 MRF7S38010HR3，在聚四氟乙烯（介电常数为 2.55，厚度 0.8mm）板材上设计，工作于 3.5GHz，增益 15dB，1dB 压缩点约 42dBm，位于图 4-8 右侧，整个功放级联的线性增益约 45dB。

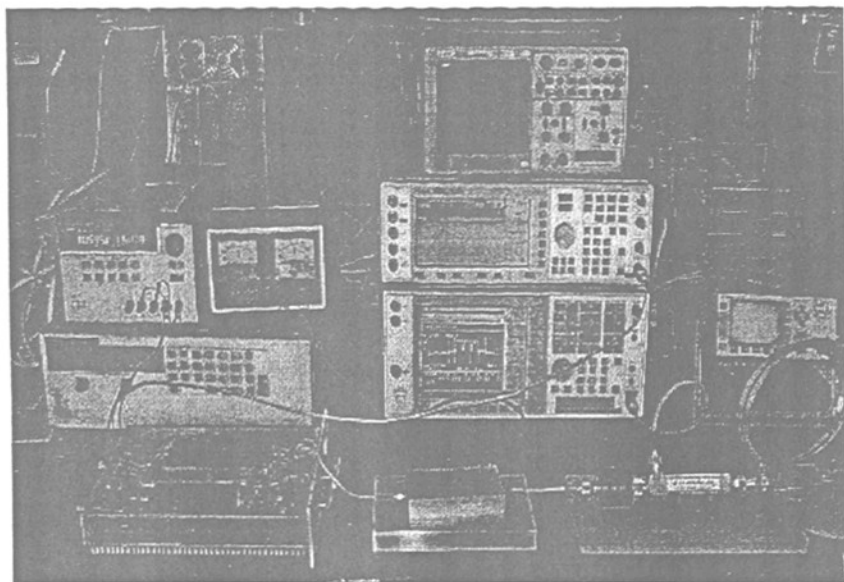


图 4-7 测试平台照片

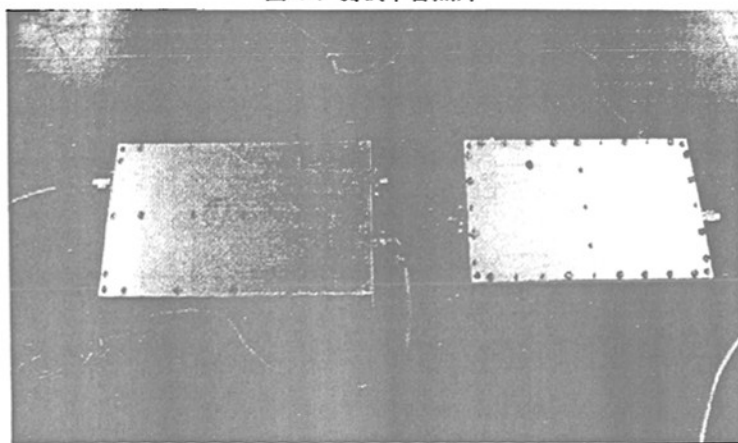


图 4-8 实验功放照片

4.4 实数延时模糊神经网络模型

功率放大器的输入和输出关系可以写为笛卡尔坐标系的形式，把当前采样时刻 n 输出信号看成采样时刻 n 的和采样时刻 n 前的输入信号的非线性函数^[15]：

$$\begin{cases} I_{out}(n) = f_I(I_m(n), I_m(n-1), \dots, I_m(n-q_1); Q_m(n), Q_m(n-1), \dots, Q_m(n-q_2)) \\ Q_{out}(n) = f_Q(I_m(n), I_m(n-1), \dots, I_m(n-q_1); Q_m(n), Q_m(n-1), \dots, Q_m(n-q_2)) \end{cases} \quad (4.4)$$

其中 $I_{in}(n)$ 和 $Q_{in}(n)$ 代表基带输入信号 n 采样时刻的 I 和 Q 分量, $I_{out}(n)$ 和 $Q_{out}(n)$ 代表功率放大器输出信号变换到基带的 n 采样时刻的 I 和 Q 分量, q_1 和 q_2 表示记忆深度, f_I 和 f_Q 表示功率放大器的非线性响应函数。

利用两个结构类似的 ANFIS 结构对非线性函数 f_I 和 f_Q 建立模型,如图 4-9 所示($q_2 = q_1 = 2$)^[12]。

ANFIS 是一阶 Sugeno 模糊推理系统,模型有 5 层:输入层、输入成员函数层、规则层、输出成员函数层和输出层。输入层由函数输入 I/Q 分量组成,输入成员函数为高斯函数,输出成员函数为线性函数。

当功放有很强的考虑记忆效应时,记忆深度会变大,普通的 ANFIS 模型的规则数会随着输入数目的增加而爆炸性的增多,即维数灾难问题,从而导致极为复杂的模型结构。为了减少模型规则数和简化模型结构,这里应用了由 Jim Bezdek 在 1981 年提出的模糊 c 类均值方法^[16],这是把一系列的数据在一定程度上归类的一种数据聚类方法。这种聚类方法能够产生一种用最小规则数的 Sugeno 型的模糊推理系统,建立最佳的数据行为的模型。图 4-9 中规则数目就是通过这种方法来减少到 3 个的。模型参数训练利用最小二乘和反向传播相结合的学习算法^[11],提取模型的输入和输出成员函数的参数。这种算法能够很快的收敛。

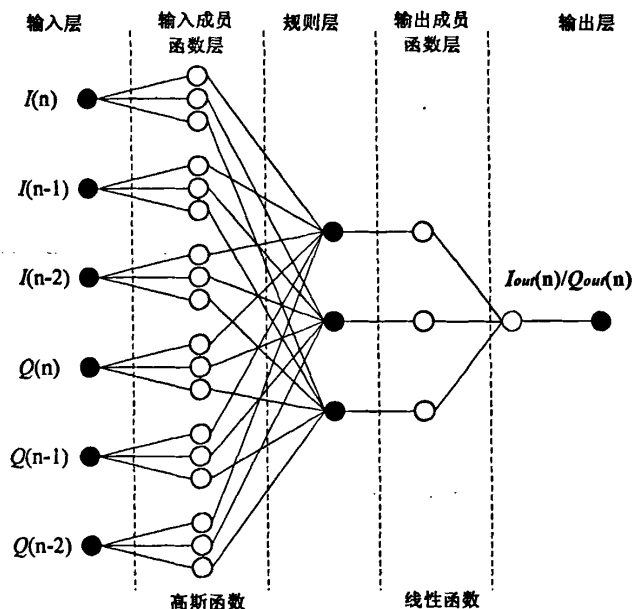


图 4-9 实数延时模糊神经网络模型结构示意图

为了验证模型的有效性,建立了如图 4-7 和图 4-8 所示的实验平台。通过 Agilent ADS 软件产生下行 WCDMA 三载波信号,3.84Mc/s 的码片速率,其中 2 个载波偏离中心频率 5MHz,并且利用 ADS、矢量信号源中的任意波形的功能和网卡接口下载到矢量信号源中用作功率放大器的输入信号,该信号的峰均比约为 13dB@0.01%互补累积分布函数(CCDF)。功率放大器输出信号经过衰减器和耦合器输入到矢量信号分析仪。为了建立功放行为模型,在功放输出信号峰值功率接近其 1dB 压缩点时,矢量信号分析仪以 92.16MHz 的采样速率采集功放的输入和输出数据,并保存成文件用软件进行分析和建立模型。

本文利用复同步后的 4000 点功率放大器的输入和输出数据和最小二乘与反向传播相结合的学习算法,来训练图 4-9 所示的模型,其典型的均方根误差(RMSE)收敛曲线如图 4-10 所示,其中可以看出模型收敛速度非常快,模型训练 80 次以后就达到了很高的精度,I/Q 分量的 RMSE 误差都达到

了 0.001 以下。传统的神经网络一般都是多层前馈输入网络结构，需要利用反向传播算法，要训练数百次到上千次才可以收敛，收敛速度较慢。

在模型参数确定后，8000 点的功率放大器输入和输出数据作为模型的验证数据，图 4-11 显示了功放输出信号的功率谱密度的测量结果和误差结果对比，其中可以看出误差功率谱密度低于信号功率谱密度约 40dB，并且计算模型的归一化均方误差(NMSE)为-38dB，这表明模型达到了一个很好的精度。时域上来看模型的性能，图 4-12 显示了功放输出的 I 和 Q 分量测量结果和模型输出结果(归一化)，其中可以看出 I 和 Q 分量的测量结果和模型输出结果很接近，误差很小。

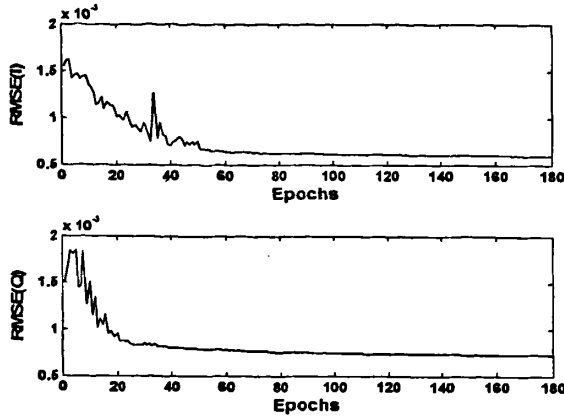


图 4-10 典型的收敛曲线

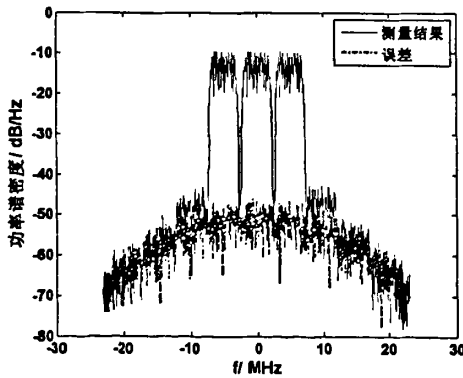


图 4-11 功率谱密度的测量结果和建模误差结果对比

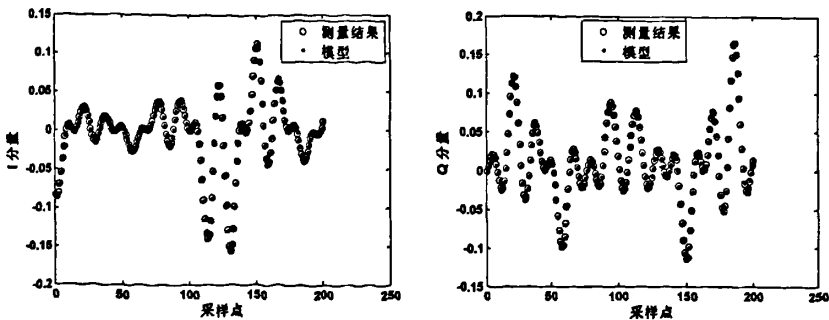


图 4-12 I 和 Q 分量的测量结果和模型输出对比(归一化)

4.5 基于模糊神经网络的哈默斯坦模型

模糊神经网络在功放建模方面的应用已在上一章提到，这里在功放建模方面作了进一步的研究和扩展。文献[17][18]中提出的 ANFIS 模型用来建立静态的幅度(AM/AM)和相位(AM/PM)失真模型，这里在此基础上提出了基于 ANFIS 的 Hammerstein 模型^[13]，如图 4-13 所示，它可以用来建立有记忆效应的功放模型。由于采用了 Hammerstein 的结构，模型中的记忆效应限于线性记忆效应，线性记忆效应指功放输入输出线性网络频域不独立产生的，而不适用于在功放偏移中的反馈网络和发热产生的非线性记忆效应。

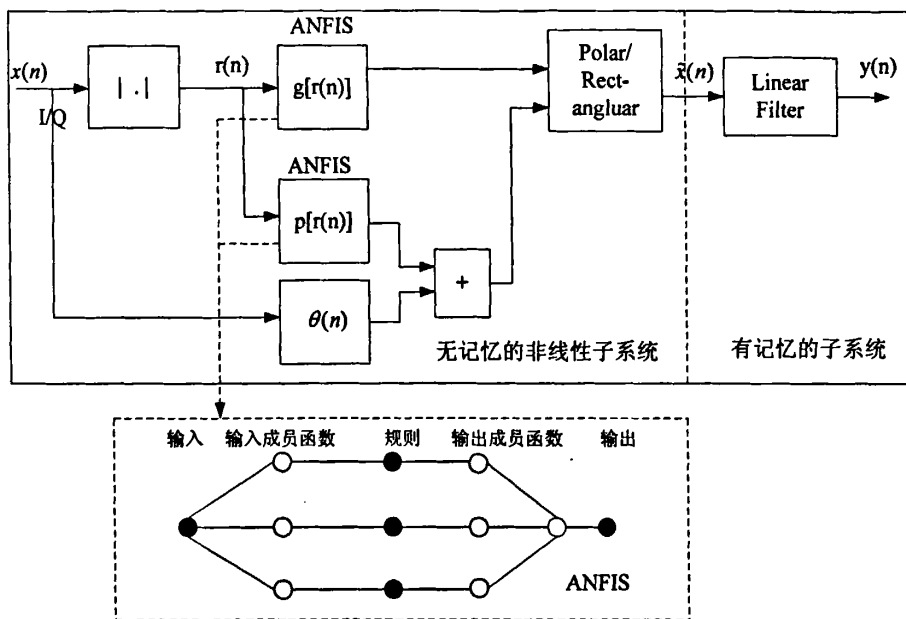


图 4-13 基于 ANFIS 的 Hammerstein 模型

基于 ANFIS 的 Hammerstein 模型分为两部分：无记忆的非线性子系统和有记忆的子系统。无记忆的非线性子系统由两个结构类似的 ANFIS 结构来建立静态的幅度(AM/AM)和相位(AM/PM)模型，其输出为：

$$\tilde{x}(n) = g[r(n)] \exp\{j(\theta(n) + p[r(n)])\} \tag{4.5}$$

式中 $g[r(n)]$ 和 $p[r(n)]$ 代表幅度(AM/AM)和相位(AM/PM)特性， $r(n)$ 和 $\theta(n)$ 代表输入信号的幅度和相位。

图 4-13 中，两个结构类似的 ANFIS 结构中其规则如下($i=1, 2, 3$):

幅度：如果 $r(n)$ 为 A_i ，那么 $R = G_i r(n) + H_i$

相位：如果 $r(n)$ 为 B_i ，那么 $\varphi = J_i r(n) + K_i$

输入成员函数选择钟形函数^[11]：

$$\mu_{A_i}(x) = \frac{1}{\left(1 + \left|\frac{x - c_{A_i}}{a_{A_i}}\right|^{2b_{A_i}}\right)} \quad (4.6)$$

$$\mu_{B_i}(x) = \frac{1}{\left(1 + \left|\frac{x - c_{B_i}}{a_{B_i}}\right|^{2b_{B_i}}\right)} \quad (4.7)$$

式中 A_i 和 B_i 是输入幅度的模糊子集, G_i 、 H_i 、 J_i 和 K_i 是 ANFIS 的结论参数, a_{A_i} 、 b_{A_i} 、 c_{A_i} 、 a_{B_i} 、 b_{B_i} 和 c_{B_i} 是钟形函数的参数, 也就是 ANFIS 的前提参数。

ANFIS 的参数可以利用梯度和最小二乘相结合的混合学习算法训练和提取, ANFIS 模型的输出为^[11]:

$$g(\bullet) = \frac{\sum_{i=1}^3 \mu_{A_i}(r(n))(G_i r(n) + H_i)}{\sum_{i=1}^3 \mu_{A_i}(r(n))} \quad (4.8)$$

$$p(\bullet) = \frac{\sum_{i=1}^3 \mu_{B_i}(r(n))(J_i r(n) + K_i)}{\sum_{i=1}^3 \mu_{B_i}(r(n))} \quad (4.9)$$

有记忆的子系统选择有限冲击响应(FIR)滤波器, 其输出为^[13]:

$$y(n) = \sum_{i=0}^{Q-1} a_i \tilde{x}(n-i) \quad (4.10)$$

其中 Q 代表 FIR 滤波器抽头数目, a_i 代表 FIR 滤波器系数。

把有记忆子系统的关系写成矩阵形式:

$$Y = UA \quad (4.11)$$

式中

$$Y = [y(k), y(k+1), \dots, y(n-1)]^T \quad (4.12)$$

$$A = [a_0, a_1, \dots, a_{Q-1}]^T \quad (4.13)$$

$$U = [X(k), X(k+1), \dots, X(n-1)]^T \quad (4.14)$$

$$X(n) = [\tilde{x}(n), \tilde{x}(n-1), \dots, \tilde{x}(n-Q+1)] \quad (4.15)$$

可以利用最小二乘法来提取 FIR 滤波器的系数^[11]:

$$\hat{A} = (U^H U)^{-1} U^H Y \quad (4.16)$$

基于 ANFIS 的 Hammerstein 模型的求解过程可以总结如下:

- 1) 功放输入和输出信号采样并同步;
- 2) 利用混合的学习算法和功放输入输出数据来识别 ANFIS 的参数, 然后计算出 ANFIS 模型的输出;
- 3) 在功放输出数据和 ANFIS 模型输出数据之间, 利用最小二乘法求解 FIR 滤波器的系数。

为了验证模型的有效性,和实数延时模糊神经网络模型中的方法一样,建立基于实验仪器的平台来采集功放的输入和输出 3 载波 WCDMA 信号,并且利用复同步后的 4000 点功率放大器的输入和输出数据和混合的学习算法,来训练 ANFIS 模型,然后用最小二乘法求 FIR 系数,最后用大约 10000 点的功放输入和输出数据来验证。图 4-14 是时域 I/Q 分量验证结果比较,其中误差远小于 I/Q 分量的大小。图 4-15 是测量和模型结果的动态幅度和相位特性的比较。图 4-16 是基于 ANFIS 的 Hammerstein 模型、静态 ANFIS 模型和测量结果的功率谱密度比较,其中可以看出静态 ANFIS 模型误差信号带内 PSD 比较大,而基于 ANFIS 的 Hammerstein 模型的误差信号带内 PSD 由-40dB 减小到-60dB 左右,这里充分体现了宽带信号条件下功放记忆效应的影响。

通过分析和比较时域和频域的结果,基于 ANFIS 的 Hammerstein 模型的输出结果和测量结果吻合得很好。图 4-17 中,在不同 Q 和规则数条件下,比较了基于 ANFIS 的 Hammerstein 模型的 NMSE。从图中可以看出,如果 ANFIS 的规则数和 Q 增加时,模型的 NMSE 渐渐下降到-46dB 左右。然而,当 $Q=0$ 时,仅仅增加 ANFIS 的规则数,模型的 NSME 仅仅下降到-32dB 左右,这是由于 $Q=0$ 时模型没有考虑功放的记忆效应。增加 Q 会很大程度地改善 NMSE,最后 Q 和 ANFIS 的规则数可以综合考虑模型的精度和复杂度来确定。如果功放的记忆效应很强,那么高阶的 FIR 滤波器是必须的。在我们的实验中,功放的记忆效应不是很强,输入和输出匹配网络和偏移网络都是优化过的,模型中采用 3 条规则和 5 阶 FIR 就可以了。

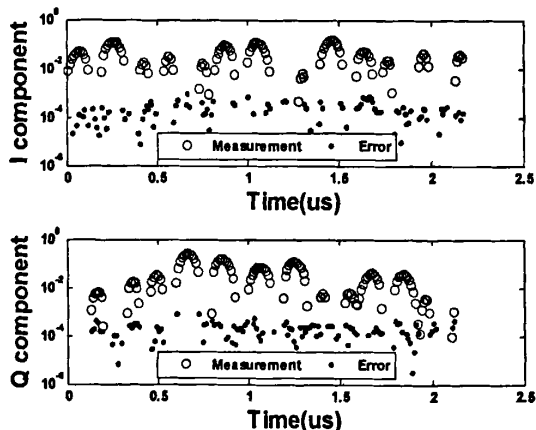


图 4-14 时域 I/Q 分量验证结果比较

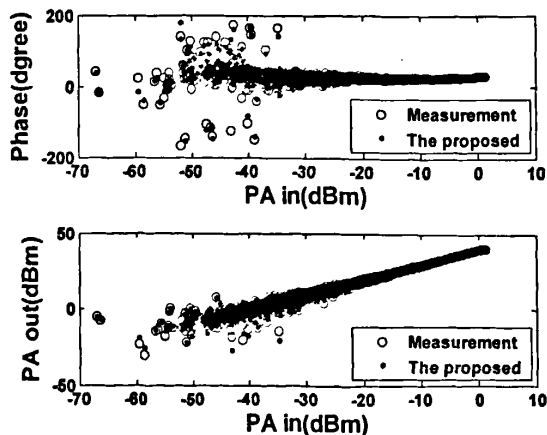


图 4-15 动态幅度和相位特性比较

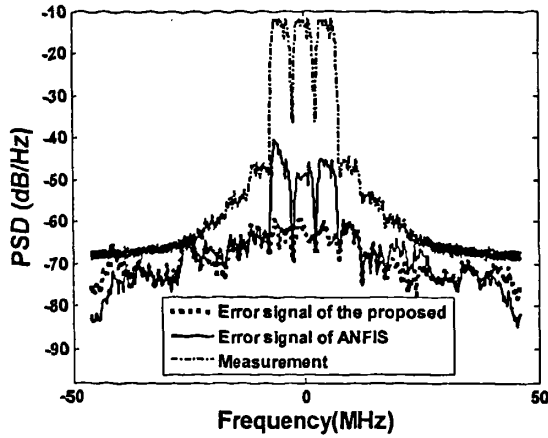


图 4-16 功率谱密度比较(ANFIS 规则数=3, $Q=5$)

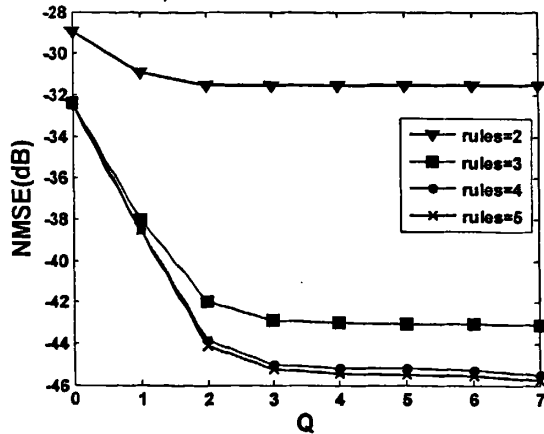


图 4-17 不同 Q 和规则数时 NMSE 比较

4.6 Modified ANFIS 模型

根据前面的讨论, 基于ANFIS的Hammerstein模型是对ANFIS建模的一种扩展, 结合了ANFIS和Hammerstein模型的优点, 把它应用到功放动态建模中可以得到比较好的结果。Modified ANFIS (MANFIS) 在文献[19]中由Jovanovic等提出, 也是对ANFIS建模的一种扩展, 一定程度上简化了ANFIS结构, 避免了维数灾难的问题, 这里我们把MANFIS模型应用到功放的动态建模, 下面进行详细的讨论和分析。

4.6.1 MANFIS 模型介绍和应用

三输入的 ANFIS 模型结构如图 4-18 所示, 其中包括输入层(Input)、输入成员函数层(Inputmf)、规则层(Rules)、输出成员函数层(Outputmf)和输出层(Output)。可以看出模型的输入数量增加一点, ANFIS 的规则数量会急剧增加, 结论参数的总数也会急剧增加, 增加的模型复杂度会导致更大的计算量和更长的模型计算时间。

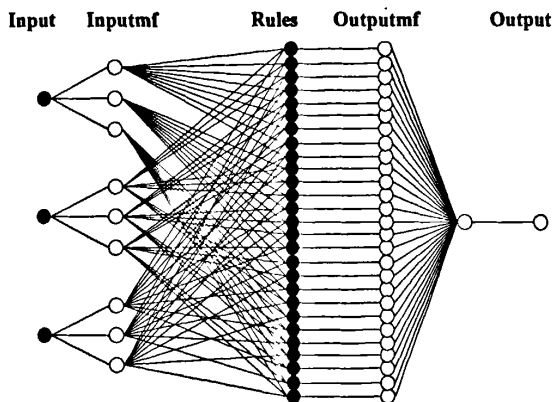


图 4-18 三输入的 ANFIS 模型

而三输入的 MANFIS 结构如图 4-19 所示，可以看出，MANFIS 的规则数量远小于 ANFIS 的规则数量，MANFIS 是基于规则数量可以等于模型子集数量的估计。

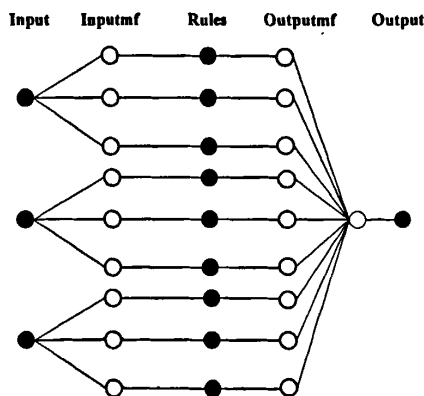


图 4-19 三输入的 MANFIS 模型

回顾一下极坐标形式的功放非线性动态模型，有记忆效应射频功放模型的输入和输出之间的关系可以用下面的等式来描述^[20]：

$$y(n) = g[r(n), r(n-1), \dots, r(n-L)] \exp\left\{j\left(\theta(n) + p[r(n), r(n-1), \dots, r(n-L)]\right)\right\} \quad (4.17)$$

式中 $y(n)$ 代表有记忆效应的功放输出 n 时刻的采样信号， $g(\bullet)$ 和 $p(\bullet)$ 代表功放的幅度和相位失真特性函数， $r(n)$ 和 $\theta(n)$ 代表输入信号 n 时刻采样的幅度和相位， L 代表模型的记忆深度。如文献[20]中描述的，通过把 $g(\bullet)$ 和 $p(\bullet)$ 看成当前 n 时刻和 n 之前时刻的输入信号幅度的函数来引入功放的记忆效应，也就是把功放的幅度和相位失真特性函数看成动态非线性函数来建立功放的非线性动态模型。

图 4-20 和图 4-21 中利用 MANFIS 来建立功放幅度和相位失真特性函数的模型，输入层是功放历史采样信号的幅度，输入数量为 L ，这里为了简化计算假设 L 为 1，所以输入层有 $r(n)$ 和 $r(n-1)$ 。如果 L 为 0 的话，模型就退化成静态的功放模型。

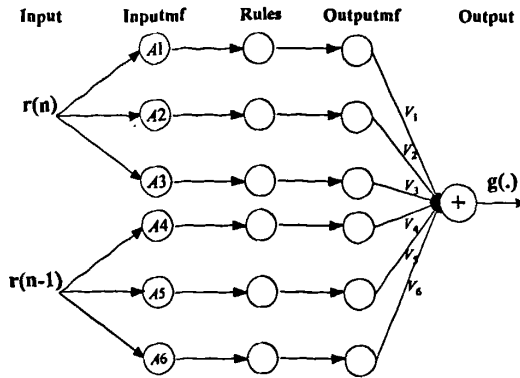


图 4-20 动态幅度特性的 MANFIS 模型

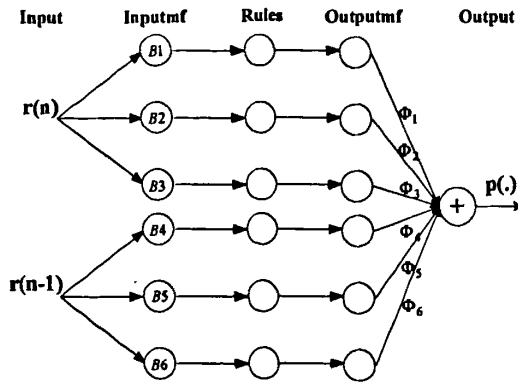


图 4-21 动态相位特性的 MANFIS 模型

假设这里的 MANFIS 模型各有 6 条规则:

幅度:

如果 $r(n)$ 是 $A_i (i=1,2,3)$, 那么 $V_i = G_i r(n) + H_i r(n-1) + I_i$

如果 $r(n-1)$ 是 $A_i (i=4,5,6)$, 那么 $V_i = G_i r(n) + H_i r(n-1) + I_i$

相位:

如果 $r(n)$ 是 $B_i (i=1,2,3)$, 那么 $\Phi_i = J_i r(n) + K_i r(n-1) + L_i$

如果 $r(n-1)$ 是 $B_i (i=4,5,6)$, 那么 $\Phi_i = J_i r(n) + K_i r(n-1) + L_i$

这里 A_i 和 B_i 是输入幅度信号的模糊子集, V_i 和 Φ_i 代表模糊规则输出, G_i, H_i, I_i 和 J_i, K_i, L_i 是 MANFIS 模型的结论参数。

MANFIS 模型和 ANFIS 模型一样, 输出成员函数为线性函数, 模糊子集输入成员函数的选择也一样, 这里选择钟形函数^[10]:

$$\mu_{A_i}(x) = \frac{1}{\left(1 + \left|\frac{x - c_{iA}}{a_{iA}}\right|^{2b_{iA}}\right)} \quad (4.18)$$

$$\mu_{B_i}(x) = \frac{1}{\left(1 + \left|\frac{x - c_{iB}}{a_{iB}}\right|^{2b_{iB}}\right)} \quad (4.19)$$

式中 A_i 和 B_i 是输入幅度的模糊子集, a_{iA} 、 a_{iB} 、 b_{iA} 、 b_{iB} 、 c_{iA} 和 c_{iB} 是钟形函数的参数, 也就是 MANFIS 的前提参数。

根据前面的假设和文献[11]、[19], 可以得到模型的总输出为:

$$g(.) = \frac{\sum_{i=1}^3 \mu_{A_i}(r(n)) \times (G_i r(n) + H_i r(n-1) + I_i) + \sum_{i=4}^6 \mu_{A_i}(r(n-1)) \times (G_i r(n) + H_i r(n-1) + I_i)}{\sum_{i=1}^3 \mu_{A_i}(r(n)) + \sum_{i=4}^6 \mu_{A_i}(r(n-1))} \quad (4.20)$$

$$p(.) = \frac{\sum_{i=1}^3 \mu_{B_i}(r(n)) \times (J_i r(n) + K_i r(n-1) + L_i) + \sum_{i=4}^6 \mu_{B_i}(r(n-1)) \times (J_i r(n) + K_i r(n-1) + L_i)}{\sum_{i=1}^3 \mu_{B_i}(r(n)) + \sum_{i=4}^6 \mu_{B_i}(r(n-1))} \quad (4.21)$$

4.6.2 模型仿真和分析

为了仿真验证 MANFIS 模型, 选择由实际 AB 类功放提取出的奇阶记忆多项式模型来比较和分析, 其公式如下^[21]:

$$y(n) = \sum_{k=1}^K \sum_{\substack{q=0 \\ \text{odd}}}^Q c_{kq} x(n-q) |x(n-q)|^{k-1} \quad (4.22)$$

式中 $K=5$, $Q=2$ 。

利用软件产生 8 倍过采样升根余弦的 16-QAM 信号, 4000 个采样点用于奇阶记忆多项式模型的输入, 输出采样信号可以利用上面的公式求出, 这样就可以组成一组功放的输入和输出数据来训练 MANFIS 或 ANFIS 模型。

训练时, 采用梯度和最小二乘法结合的混合学习算法来训练 MANFIS 的参数, 均方根误差(RMSE) 定义为^{[10][11]}:

$$RMSE_{\text{amplitude}} = \sqrt{\frac{\sum_{k=1}^{k+N} [g(n) - r_{pa}(n)]^2}{k+1}} \quad (4.23)$$

$$RMSE_{\text{phase}} = \sqrt{\frac{\sum_{k=1}^{k+N} [p(n) - p_{pa}(n)]^2}{k+1}} \quad (4.24)$$

式中 $r_{pa}(n)$ 代表实际的功放输出信号幅度, $p_{pa}(n)$ 代表输出信号相对于输入信号的相位变化, $g(n)$ 和 $p(n)$ 代表 MANFIS 模型的输出, k 为初始采样时刻, N 为采样点数。

在图 4-22 中, 对有同样输入数量的 MANFIS 和 ANFIS 模型的收敛曲线和训练时间做了对比, 其中可以看出幅度曲线两者收敛都比较快, 收敛周期几乎是相同的; 而相位曲线可以看出 MANFIS 略微快一点。用相同配置的电脑, 比较两者的训练时间, 发现 120 周期的训练, ANFIS 和 MANFIS 模型分别使用了 48.79 和 29.87 秒。随着输入数量的增加, ANFIS 的结构会比 MANFIS 的更复杂,

参数会更多，参数训练所用的时间会更长。总的来讲，MANFIS 在收敛速度上远快于 ANFIS。

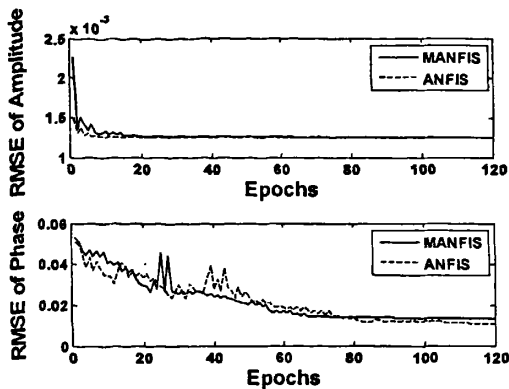


图 4-22 幅度和相位的模型收敛曲线比较

在训练之后，利用一组新的功放输入和输出数据来验证 MANFIS 模型，此数据在训练的过程中是没有使用过的。图 4-23 中比较了 MANFIS 模型的输出和记忆多项式模型之间误差信号的功率谱密度(PSD)和记忆多项式模型功率谱密度(PSD)，其中可以看出误差信号的 PSD 低于多项式模型 PSD 有 40dB 以上。另外，MANFIS 模型的验证 NMSE 为-43dB，可以看出模型有很好的精度。

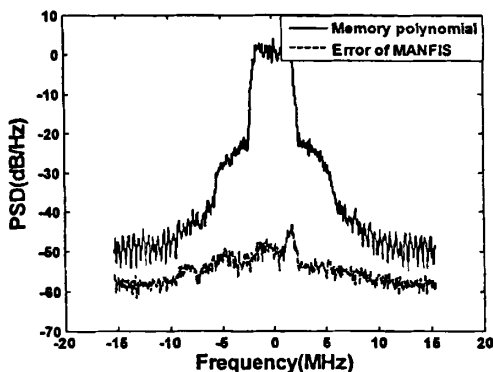


图 4-23 模型 PSD 比较

4.6.3 实验结果和分析

功放的实验测试平台在前面已经描述，利用 ADS 软件中的 16 专用物理信道(Dedicated Physical Channels: DPCHs) 测试模式 1 的库文件产生单载波 WCDMA 和三载波 WCDMA 的功放输入数据，三载波的载波频率偏移各 5MHz。信号由 ADS 或 Matlab 下载到矢量信号分析仪 E4438C 中作为功放的输入信号，功放输出信号在衰减耦合器之后，借助于矢量信号源 E4445A 和 Agilent89600 软件来获取，其中在 Agilent89600 中设置信号时域平均 M 次来提高测量的动态范围，测试信号的特性在表 4-2 中列出，Crest 因子定义为在 0.01%处的 CCDF 值。

表 4-2 测试信号的特性

信号	单载波 WCDMA	三载波 WCDMA
带宽(MHz)	3.84	15
采样率 (MSPS)	76.8	92.16
M (平均次数)	100	100
Crest 因子(CCDF@0.01%)	9.33	12.11

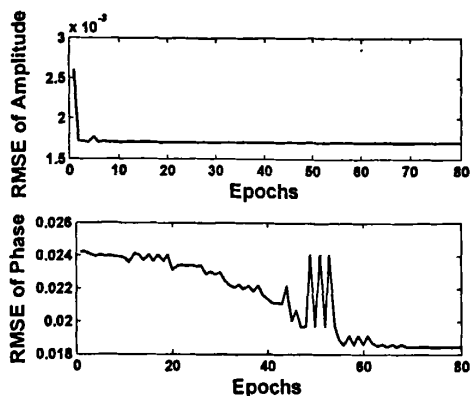


图 4-24 MANFIS 的训练收敛曲线

模型的训练收敛曲线如图 4-24 所示，可以看出模型收敛比较快，幅度特性曲线在 10 个训练周期内可以收敛，相位曲线约 60 个周期就可以收敛。在参数识别完成后，利用新的功放输入和输出数据进行 MANFIS 模型的验证，结果如图 4-25、图 4-26、图 4-27 和图 4-28 所示。

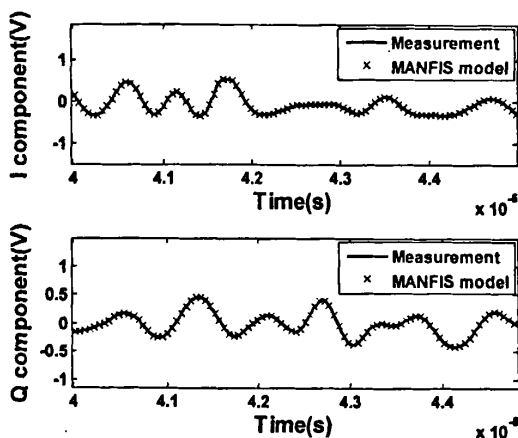


图 4-25 时域 I/Q 信号测量结果和 MANFIS 输出比较

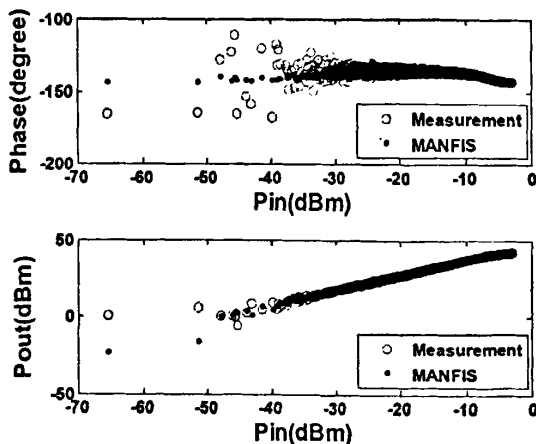


图 4-26 动态幅度和相位特性

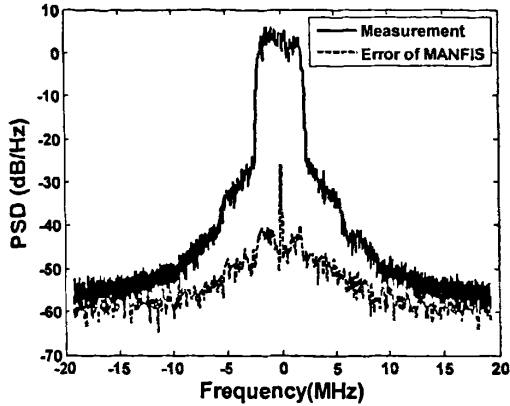


图 4-27 单载波 WCDMA 信号 PSD 比较

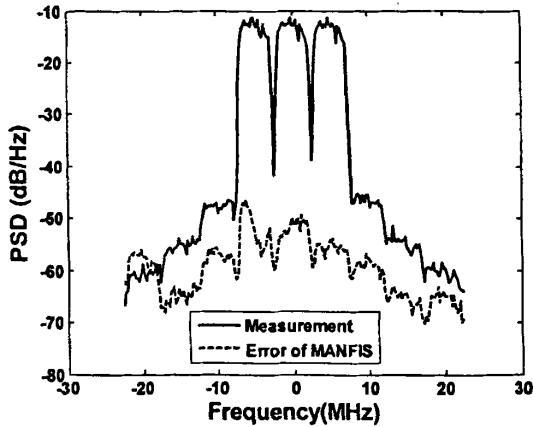


图 4-28 三载波 WCDMA 信号 PSD 比较

图 4-25 比较了时域 I/Q 信号测量结果和 MANFIS 输出结果，两者在时域上的波形非常接近；图 4-26 比较了测量的和模型输出的功放动态幅度和相位特性，可以看出由于记忆效应的影响，幅度和相位变成一条很粗的线，在输入功率较小的地方功放幅度特性和相位特性变化比较大，这是由于功放的记忆效应和输入信号峰均比较大。图 4-27 和图 4-28 分别比较了单载波和三载波信号的测量 PSD 和 MANFIS 模型误差信号的 PSD，两者的 NMSE 分别为 -40.758dB 和 -36.764dB，由于三载波信号比单载波信号带宽宽，峰均比大，三载波信号条件下功放记忆效应的非线性特性更强，所以三载波信号的 NMSE 比单载波的略高些。

利用同样的单载波和三载波 WCDMA 信号的 4000 点训练数据和 10000 点模型验证数据，ANFIS 和 MANFIS 模型的 NMSE 和总的参数数量在表 4-3 中做了对比，其中 d 代表模型的输入个数， u 代表每一个输入对应的模糊子集的个数。那么，ANFIS 模型的总参数个数为^[19]：

$$F(d, u, m) = d \cdot u \cdot m + u^d \cdot (d + 1) \quad (4.25)$$

式中 m 表示模糊子集对应的输入成员函数的参数个数。

然而，MANFIS 模型的参数个数为^[19]：

$$G(d, u, m) = d \cdot u \cdot m + d \cdot u \cdot (d + 1) = du(m + d + 1) \quad (4.26)$$

表 4-3 ANFIS 和 MANFIS 模型比较

	d	u	参数个数	单载波 NMSE(dB)	三载波 NMSE(dB)
ANFIS	1	3	30	-39.29	-32.94
		5	50	-39.30	-32.93
		7	70	-39.39	-32.92
	2	3	90	-40.44	-37.97
		4	144	-40.61	-37.96
MANFIS	2	3	72	-40.73	-37.68
		4	96	-40.07	-37.95
	3	3	126	-40.80	-38.21

因为这里输入成员函数采用钟形函数，参数个数为 3，所以 m 为 3，因为模型需要 2 个 ANFIS 或 MANFIS 结构，所以表 4-3 中的参数个数计算公式为：

ANFIS:

$$F = \begin{cases} 2F(1, u, 3) = 10u, & (d=1) \\ 2F(2, u, 3) = 12u + 6u^2, & (d=2) \end{cases} \quad (4.27)$$

MANFIS:

$$G = \begin{cases} 2G(2, u, 3) = 24u, & (d=2) \\ 2G(3, u, 3) = 42u, & (d=3) \end{cases} \quad (4.28)$$

从表 4-3，可以看出：

- 1) d 从 1 增加到 2 或 3，因为考虑了记忆效应，ANFIS 模型的 NMSE 得到改善。
- 2) 对于具有相同 d 和 u 的 ANFIS 和 MANFIS 模型，MANFIS 总的参数个数比 ANFIS 的少，结构也更加简单，但性能没有恶化。
- 3) 对于 ANFIS 和 MANFIS 模型， u 改变时对模型的 NMSE 没有很大影响，使用 u 比较大的模型结构也没有改善模型的 NMSE，因为用较小 u 的模型已经可以实现性能优化， u 的大小选择对于简化模型结构有很重要的意义，在文献[17][18]也进行了讨论。

RVTDNN 和 RBFNN 模型也在这里用于建立功放模型。RVTDNN 设定为 2 个等长的延时线，隐层有 15 个神经元。不同记忆深度的 RVTDNN 和 RBFNN 模型的 NMSE 性能和总的参数个数在表 4-4 中做了比较。

表 4-4 RVTDNN 和 RBFNN 模型比较

	记忆深度	总参数个数	单载波 NMSE(dB)	三载波 NMSE(dB)
RVTDNN	0	77	-37.83	-30.88
	1	107	-39.16	-33.99
	2	137	-39.57	-37.97
	4	197	-39.89	-36.43
RBFNN	0	15	-39.50	-32.89
	1	50	-40.76	-36.62
	2	102	-40.84	-37.29
	4	282	-40.30	-37.87

在表 4-3 中，三载波 WCDMA 信号的 NMSE 大约为 -38dB，其性能差于单载波情况下的 NMSE，其原因在于三载波 WCDMA 信号的带宽比单载波宽，峰均比比单载波的大，所以功放表现出的记忆效应更强。NMSE 是随着带宽增大而单调增加的函数。在表 4-4 中，RVTDNN 和 RBFNN 模型的 NMSE 和带宽的关系相同。

当功放输入单载波信号时,功放的记忆效应不是很强。一方面由于测试的功放是在输入(输出)匹配电路和偏移网络上经过优化过的,另一方面,上面讨论的几种模型,对于单载波信号而言,从静态到有记忆,NMSE 仅仅改善了 1dB 左右。然而,对于三载波信号,模型从静态到有记忆,NMSE 最大可以改善 5dB 左右。

单载波信号在功放中有相对较长的记忆效应,因为它带宽较窄,峰均比较小,相对于三载波信号从时域上来看,波形包络变化比较慢。相反,三载波信号变化比较快,所以较短的记忆效应占据主要地位。对于单载波和三载波 WCDMA 信号,MANFIS 模型都表现出了不错的 NMSE 性能。

当功放表现出很强的长时间因子的记忆效应时,比如热记忆效应等,功放建模时必须使用记忆深度较大的模型。一般地,记忆深度大,模型的复杂度就大,参数也随之增加。通常情况下在宽带射频系统中,此类长时间因子的记忆效应相对于整体记忆效应而言,比重较小,可以使用稀疏延时的方法来减少模型输入的数量,从而简化模型的结构,达到弥补长时间因子记忆效应的目的。

4.7 小结

本章主要讨论了宽带射频功率放大器的建模过程,重点讨论了功放建模采集数据的方法,介绍了基于 ADC 采集电路的实验平台和基于仪器的实验平台,分析了各自的优缺点。然后,介绍了两种提高采集数据精度的方法:平均法和频率缝补法,分析了一般模型选择标准和评价指标。最后,从不同的角度讨论了三种新型的功放模型:实数延时模糊神经网络模型、基于模糊神经网络的哈默斯坦模型和修正模糊神经网络模型,在基于仪器的平台上成功进行了验证,给出了详细的模型仿真和实验结果,并且进行了详细的分析讨论。实验结果表明,上述三种功放模型都能达到很好的精度指标。

参考文献

- [1] Agilent Technologies. User's Guide: E4428C/38C 2002 ESG Signal Generator[Z]. 2007.
- [2] Agilent Technologies. Basic Mode Guide: Agilent Technologies PSA Series Spectrum Analyzers[Z]. 2007.
- [3] Agilent Technologies. Application Note Number 1394: Connected Simulation and Test Solutions Using the Advanced Design System[Z]. 2002.
- [4] Agilent Technologies. Agilent IO Libraries Suite E2094N[Z]. 2004.
- [5] Agilent Technologies. Creating and Downloading Waveform Files: N5182A/E4438C/E8267D Signal Generators[Z]. 2007.
- [6] Wisell D, Ronnow D, and Handel P. A Technique to Extend the Bandwidth of an RF Power Amplifier Test Bed[J]. IEEE Trans on Instrumentation and Measurement, 2007, 56(4): 1488-1494.
- [7] Agilent Technologies. Application Note 150: Agilent Spectrum Analysis Basics. 2006.
- [8] Isaksson M, Wisell D, Ronnow D. A Comparative Analysis of Behavioral Models[J]. IEEE Trans Microw Theory Tech, 2006, 54(1): 348-359.
- [9] Martin T Hagan, Howard B Demuth, Mark H Beale. 神经网络设计[M]. 机械工业出版社, 2002.
- [10] Jang J -S. ANFIS: adaptive-network-based fuzzy inference system[J]. IEEE Trans Systems Man Cybern, 1993, 23(3): 665-685.
- [11] 张智星, 孙春在, 水谷英二. 神经-模糊和软件计算[M]. 西安交通大学出版社, Prentice-Hall, 2000.
- [12] 翟建锋, 周健义, 洪伟, 等. 有记忆效应的功率放大器实数延时模糊神经网络模型[J]. 微波学报. (已录用)

-
- [13] Zhai Jianfeng, Zhou Jianyi, Zhang Lei, et al. Dynamic Behavioral Modeling of Power Amplifiers Using ANFIS-based Hammerstein[J]. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 2008,18(10): 704-706.
- [14] Zhai Jianfeng, Zhou Jianyi, Zhang Lei, et al. The Dynamic Behavioral Model of RF power Amplifiers with the Modified ANFIS[J]. *IEEE Trans. Microw Theory Tech*, 2009,57(1): 27-35.
- [15] Liu T, Boumaiza S, Ghannouchi F M. Dynamic Behavioral Modeling of 3G Power Amplifiers Using Real-Valued Time-Delay Neural Networks[J]. *IEEE Trans Microw Theory Tech*, 2004, 52(3): 1025-1033
- [16] Bezdec, J C. *Pattern Recognition with Fuzzy Objective Function Algorithms* [M]. New York: Plenum Press, 1981.
- [17] Lee K C, Gardner P. A novel digital predistorter technique using an adaptive neuro-fuzzy inference system[J]. *IEEE Commun Lett*, 2003, 7(2): 55-57.
- [18] Lee K C, Gardner P. Adaptive neuro-fuzzy inference system (ANFIS) digital predistorter for RF power amplifier linearization[J]. *IEEE Trans Vehicular Technology*, 2006, 55(1): 43-51.
- [19] Jovanovic B B, Reljin I S, Reljin B D. Modified ANFIS architecture - improving efficiency of ANFIS technique[J]. *Neural Network Applications in Electrical Engineering*, 2004, 215-220.
- [20] Isaksson M, Wisell D, Ronnow D. Wide-band dynamic modeling of power amplifiers using radial basis function neural networks[J]. *IEEE Trans Microw Theory Tech*, 2005, 53(11): 3422-3428.
- [21] Ding L, Zhou G T, Morgan D R, et al. A robust digital baseband predistorter constructed using memory polynomials [J]. *IEEE Trans Commun*, 2004, 52(1): 159-164.

第五章 宽带射频功率放大器的线性化技术

5.1 射频功放的线性化技术

现代通信系统（WCDMA、cdma2000、TD-SCDMA、WLAN 和 WiMAX 等）中，随着不断激增的数据业务量，频谱资源日益稀缺。为了提高频谱利用率，提出了各种调制技术（QPSK、QAM 和 OFDM 等），由于这些数字调制方式都属于非恒包络调制，信号的带宽比较宽，峰均比比较大，从而对通信发射机中功率放大器的线性度提出了很高的要求。功放的非线性失真和记忆效应会导致带内和带外信号频谱恶化，干扰邻近的信道，导致通信系统性能下降。

通常采用功率回退的方法来使功率放大器达到系统线性度的要求，然而，功率回退方法使得大功率器件只能输出很小的有效功率，大大降低了功放的效率，造成整机成本的提高和能源的浪费。近年来，关于功率放大器模型和线性化技术的研究越来越深入。常用的线性化技术有负反馈技术(Feedback)、前馈技术(Feedforward)、EE&R(Envelop Elimination and Restoration)技术、LINC 技术、CALLUM 技术和预失真技术(Predistortion)等^{[1][7]}。在各种线性化技术中，数字预失真技术（Digital Predistortion）是最近研究的热点。通过功率放大器模型和自适应算法的研究可以引申出各种数字预失真技术，一旦实现，不容易受温度和环境影响，有较好的稳定性。在数字域可以实现各种算法，具有更高的灵活性。数字预失真技术充分利用了高速发展的数字信号处理技术，符合现代通信系统的发展趋势，已经成为最具潜力的线性化技术。

5.1.1 负反馈线性化技术

负反馈技术也许是功放线性化技术中最简单的一种方法，起初在音频放大器领域获得了广泛应用。在宽带通信系统中，信号的带宽远远宽于音频，环路时间必须更小，功放前向增益更难获得，这些问题都必须仔细的考虑，所以反馈式宽带射频功放的设计更难。它的基本原理如图 5-1 所示，图中 G 为理想功放的增益， $1/K$ 为反馈回路的增益， $x(t)$ 为输入信号， $y(t)$ 为输出信号， $d(t)$ 为噪声和功放的失真^[4]。

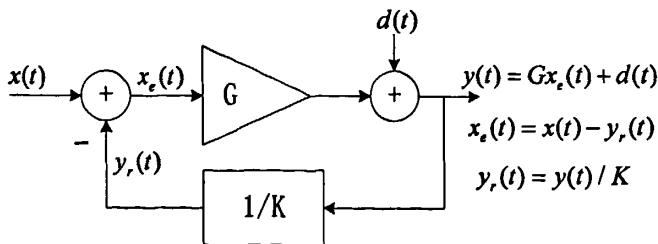


图 5-1 负反馈技术的基本原理

从图中可以求出输入和输出信号之间的关系^[4]：

$$y(t) = \frac{K(Gx(t) + d(t))}{K + G} \quad (5.1)$$

通常，功放的增益远远大于反馈回路的增益的倒数，即 $G \gg K$ ，那么 $K + G \approx G$ ，上面的公式可以简化为^[4]：

$$y(t) = Kx(t) + \frac{K}{G}d(t) \quad (5.2)$$

其中可以看出，噪声和功放失真的大小取决于系数 K/G ，也就是功放的增益必须足够高时，功放才能有好的线性度，换言之，负反馈技术是牺牲功放的增益获得失真的抑制。

负反馈技术可以应用到射频功放中，也可以扩展到调制信号上，所以一般反馈可以分为射频反馈，包络反馈、极坐标反馈和笛卡尔反馈等。

射频反馈在分立元件的情况下用的不多，因为射频情况下固态晶体管的增益随着频率的增加而降低，比较难获得很高的环路增益，通过功放级联的方法，增益虽然可以提高，稳定性会变差。

包络反馈技术，相对而言比较简单，在反馈回路中利用包络检波器，只检测包络信息，不检测相位信息，一般应用到 AM 发射机中，如图 5-2(a)所示；包络反馈技术也可以采用如图 5-2(b)所示的方案，调制器放在最后一级射频功放前面，其优点在于调制器和功放的非线性特性都可以通过包络反馈技术来抑制^[4]。

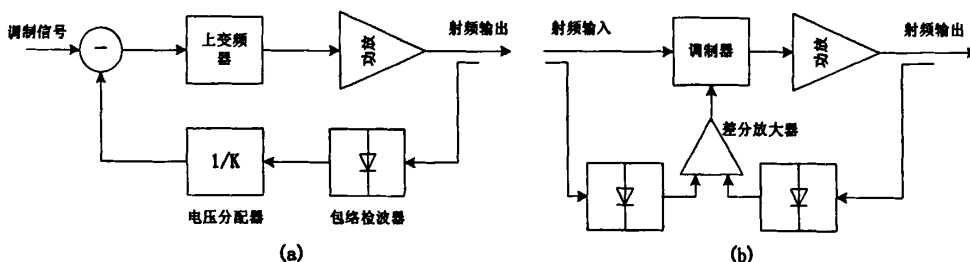


图 5-2 (a)包络反馈的发射机；(b)包络反馈的线性化放大器

极坐标反馈技术是对包络反馈和 EE&R 技术的扩展，它有两个独立的反馈环路，一个用来检测幅度误差，其原理和包络反馈类似，另一个用来检测相位误差，其原理和锁相环类似，所以它不但可以弥补功放的幅度失真，而且可以弥补相位失真。基本的极坐标反馈发射机如图 5-3 所示，其中输入中频信号通过幅度和相位检测单元(主要由解调器和限幅器组成)分解出幅度和相位分量，射频输出信号通过耦合器、衰减器、下变频器和滤波器后，由幅度和相位检测单元分离出幅度和相位分量，然后利用输入和输出的幅度误差信号控制调制放大器的幅度，利用输入和输出相位信号通过鉴相器、滤波器、环路放大器和压控振荡器，最后输入到调制放大器^[4]。

极坐标反馈技术不受系统调制方式的限制，在一般的单边带窄带通信系统中，三阶交调可以达到 -50dB 以上。对于宽带系统，反馈回路中幅度和相位信号的带宽太宽，通常幅度带宽是射频信号带宽的 2 倍以上，相位带宽是射频带宽的 10 倍以上，所以限制了极坐标反馈技术的发展和运用，这也导致了后来笛卡尔反馈技术的产生和发展。

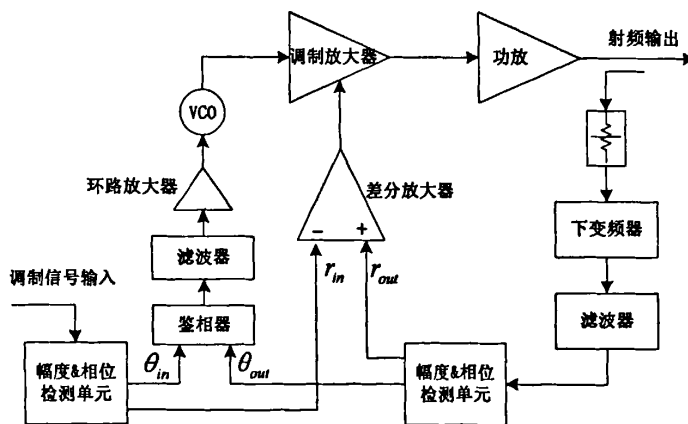


图 5-3 极坐标反馈发射机框图

笛卡尔反馈技术^{[4][9]~[11]}的原理框图如图 5-4 所示，它与极坐标反馈技术的区别在于，这里反馈信号和基带输入信号都是笛卡尔坐标分量(I/Q 分量)，不是幅度和相位分量。功放输出信号，通过衰减器、耦合器，再解调为反馈的 I/Q 信号，然后与输入 I/Q 信号产生误差信号，再通过滤波、调制和放大输出。笛卡尔反馈技术，相对于极坐标反馈技术而言，更加简单，最重要的是克服了反馈回路带宽要求高的限制，并且现代通信系统基带大多以 I/Q 的形式输出，所以笛卡尔反馈技术得到了广泛的研究和应用。笛卡尔反馈技术的环路延时决定了系统的相位特性，如果反馈的相移较大，就会出现振荡，一般在基带计算相移，通过软件调整相位。

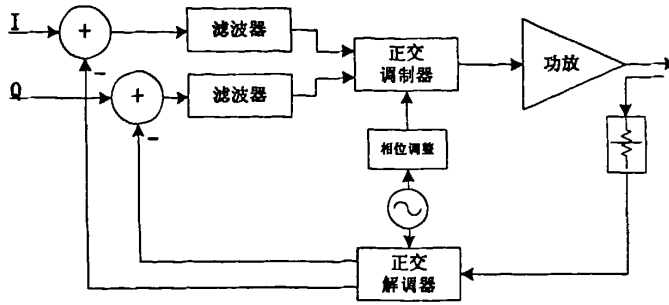


图 5-4 笛卡尔反馈技术的原理框图

5.1.2 前馈线性化技术

上个世纪 20 年代，贝尔实验室的 H. S. Black 首先发明了前馈线性化技术，然后又发明了反馈线性化技术。虽然前馈技术比反馈技术发明的早，但是反馈技术首先得到了广泛的研究和应用，由于前馈技术中对两条支路幅度和相位的匹配要求非常高，系统结构比反馈的复杂，所以一直受到冷落。近年来，随着宽带多载波系统的出现，负反馈技术有条件稳定和只能消除有限的失真分量等缺点日益突出，这使得前馈技术重新获得了重视和广泛应用^{[4][5]}。

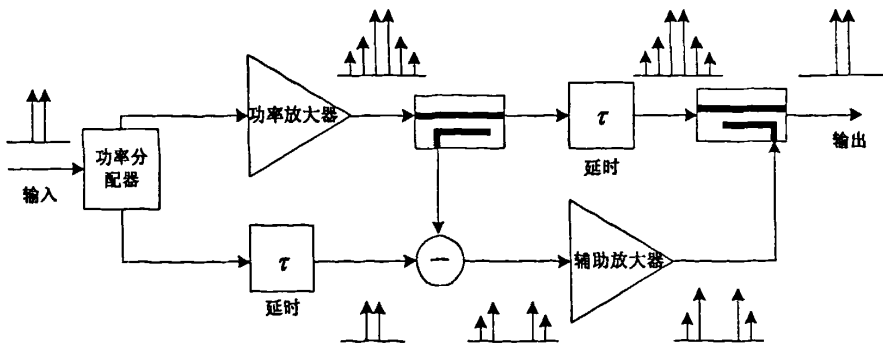


图 5-5 前馈线性化技术的基本框图

图 5-5 所示为前馈线性化技术的基本框图^{[4][5][12]~[15]}，输入和输出信号都是射频信号，假设输入是双音信号，首先把输入信号分成两路，一路通过非线性的功率放大器产生带失真的输出信号，另一路延时后和功放输出信号相减得到失真信号，再把失真信号辅助放大后和第一路非线性功放产生的有失真的输出信号相减，这样输出信号理论上可以完全消除失真分量。前馈线性化技术是开环结构，是绝对稳定的，但要求两条通路上的幅度、相位和延时严格匹配，才能有很好的效果。也正是

因为前馈线性化技术是开环电路的形式，所以所有的器件随时间和温度变化的特性不能自动补偿，必须加自适应的电路才能补偿。

5.1.3 EE&R 线性化技术

EE&R 线性化技术即包络消除与恢复技术(Envelop Elimination and Restoration)，由 Kahn 于 1952 年提出^[16]，其原理如图 5-6 所示。EE&R 技术的中频输入信号通过包络检波器和限幅器把幅度和相位分离，然后在把幅度信号放大，最后到射频功放合成，最后一级的射频功放一般选用高效率的开关类型的功放(C 类、D 类和 E 类等)，管子的栅极输入带相位信息的信号，功放电源电压用幅度信号来控制。EE&R 技术起初用于 SSB 调制信号下线性放大器，后来由于其效率较高，用于广播和电视的发射机中。

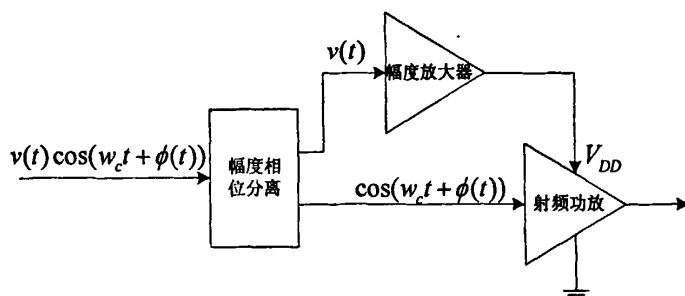


图 5-6 EE&R 线性化技术的原理框图

EE&R 技术的优点有：结构简单，效率高，对于较低峰均比的信号，可以设计出高线性度的放大器。其缺点也很明显：对于峰均比较高的信号，用很大范围的幅度来调制射频功放的电压比较困难，效率也会降低，放大器的非线性特性会十分明显；宽带信号条件下，必须补偿两个通路的时延；限幅器和功放在大信号条件下容易产生 AM/PM 失真。

5.1.4 LINC 线性化技术

LINC 即非线性部件进行线性放大(Linear Amplification using Nonlinear Components)，由 Cox 于 1974 年提出^[17]，它实际上是在 1935 年 Chireix 提出的 Outphasing Modulator 类似结构的基础上发展而来^[18]。LINC 线性化技术原理如图 5-7 所示，把输入功放的包络非恒定信号分解成两个包络恒定的信号，再分别放大合成，从而减少放大器的非线性失真。

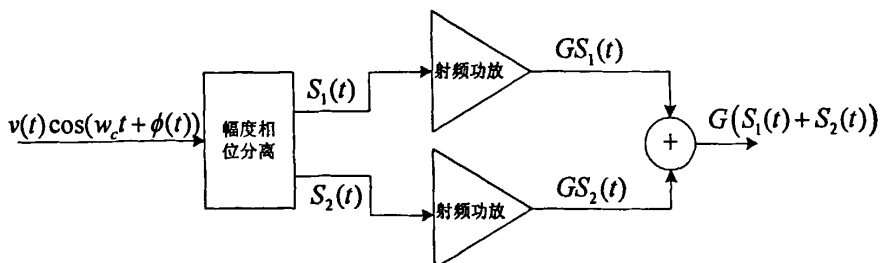


图 5-7 LINC 线性化技术原理框图

设输入信号为：

$$S(t) = v(t)(\cos \omega_c t + \phi(t)) \quad (5.3)$$

式中 $v(t)$ 为输入信号的幅度, ω_c 为载波频率, $\phi(t)$ 为输入信号的相位。

将输入信号分解成两个恒定包络的幅度和相位调制信号^[4]:

$$S_1(t) = V_{\max} (\cos \omega_c t + \phi(t) + \alpha(t)) \quad (5.4)$$

$$S_2(t) = V_{\max} (\cos \omega_c t + \phi(t) - \alpha(t)) \quad (5.5)$$

为了使合成后的输出信号能线性放大, 下面的条件必须满足^[4]:

$$2S(t) = S_1(t) + S_2(t) \quad (5.6)$$

$$\alpha(t) = \cos^{-1}(v(t) / V_{\max}) \quad (5.7)$$

如果输入信号以 I/Q 的形式给出, 那么可以求出分解后的信号为^[4]:

$$S(t) = S_I(t) + jS_Q(t) \quad (5.8)$$

$$S_I(t) = S(t) + e(t) \quad (5.9)$$

$$S_Q(t) = S(t) - e(t) \quad (5.10)$$

$$e(t) = -S_Q(t) \sqrt{\frac{1}{\sqrt{S_I^2(t) + S_Q^2(t)}} - 1} + jS_I(t) \sqrt{\frac{1}{\sqrt{S_I^2(t) + S_Q^2(t)}} - 1} \quad (5.11)$$

其中误差信号在文献[19]中利用两个查找表来实现, 大大简化了 LINC 信号分解的复杂度。

LINC 信号分解时, 既可以通过模拟技术来实现, 又可以通过数字信号处理的方法完成。早期使用的模拟技术有很多问题: 硬件复杂度高, 成本高、功耗大和难于集成, 其中很大一部分硬件复杂度在求 \cos 的反函数^[20]。现在, 随着数字信号处理技术的日新月异, 信号的分解变的简单了^[21], 在两条通路上增益和相位匹配较好的情况下, 双音测试时, IMD 可以达到 -60dBc。LINC 对于两条通路上幅度和相位的匹配十分敏感, 微小的误差都会导致线性度的恶化, 这也是 LINC 技术在现代通信系统中应用不多的原因。

5.1.5 CALLUM 线性化技术

CALLUM(Combined Analogue-Locked Loop Universal Modulator)^{[4][22]}线性化技术的原理和 LINC 类似, 其区别在于利用了两个负反馈环路把信号分解成两路恒定包络的信号, 原理如图 5-8 所示。CALLUM 技术提供了自动弥补幅度和相位失真的机制, 所以可以弥补功放热漂移和器件老化引起的失真。

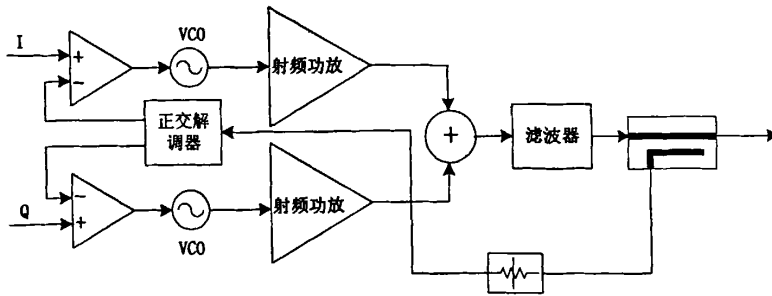


图 5-8 CALLUM 技术的原理框图

5.1.6 预失真技术

宽带通信系统中，预失真技术是除了前馈线性化技术外的另外一种主流的技术。预失真技术的基本思想是在非线性的射频功放前面插入一个非线性的器件，使得两者的非线性特性相互抵消来达到线性化的目的^[4]。

如图 5-9 所示，输入复信号 $x(t)$ 通过预失真器后的信号为 $x_{pd}(t)$ ，功放输出信号为 $y(t)$ ，预失真器和功放的非线性响应函数为 $f_{pd}(\cdot)$ 和 $f_{pa}(\cdot)$ ，那么可以得到^[4]：

$$x_{pd}(t) = f_{pd}(x(t)) \tag{5.12}$$

$$y(t) = f_{pa}(x_{pd}(t)) = f_{pa}(f_{pd}(x(t))) \tag{5.13}$$

理想情况下 $y(t)=Gx(t)$ ， G 为功放的增益，如果预失真器非线性响应函数 $f_{pd}(\cdot)$ 的幅度(AM/AM)和相位(AM/PM)特性与功放非线性响应函数 $f_{pa}(\cdot)$ 的相反，预失真器和功放的整体特性就是线性的，那么就可以输出没有失真的信号。

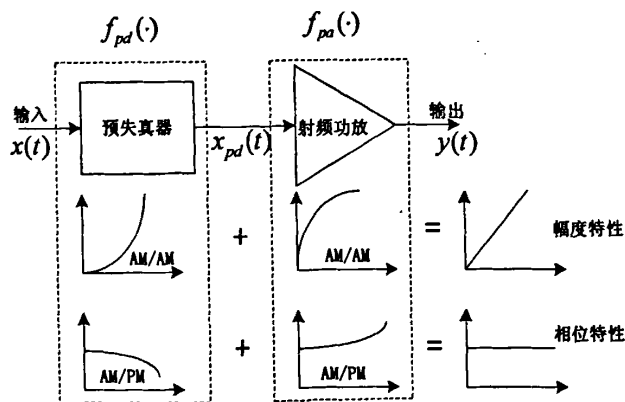


图 5-9 预失真的原理框图

根据频段，可以把预失真技术分为射频(RF)预失真、中频(IF)预失真和基带预失真。射频和中频预失真的结构和原理类似，只是频率不同而已，通常采用模拟电路实现，而基带预失真通常都是采用数字技术实现，所以也可以把预失真技术分为模拟(RF/IF)预失真和基带数字预失真^[4]。

5.1.6.1 RF/IF 预失真

射频和中频预失真技术的一个基本的优势在于可以在整个频段内把功放产生的非线性特性同时进行线性化，所以适用于宽带多载波系统，比如卫星系统中的放大器，无线移动通信基站等。射频和中频预失真技术中的三阶 RF/IF 预失真技术是一种应用比较广泛的技术，其基本原理就是通过增加相位调整器件和三阶分量生成器件来抑制功放的三阶失真分量，如图 5-10 所示^[4]。

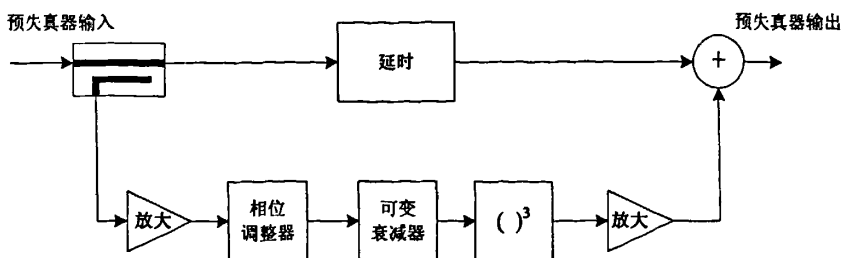


图 5-10 三阶 RF/IF 预失真器的原理框图

三阶 RF/IF 预失真技术的实现方法有很多种，大多采用二极管或晶体管来弥补射频功放的三阶非线性特性，最简单的方案就是串联单个二极管来实现，如图 5-11 和图 5-12 所示。图 5-11 中使用了一个肖特基二极管和一个电容并联，可以在低偏置条件下得到正的幅度和负的相位特性，调整并联电容和偏置电压的大小，可以改变预失真的幅度和相位特性，有报道在 IS-95 CDMA 系统中利用这一技术 ACPR 可以改善 4dB^{[23]-[25]}。图 5-12 中是应用到 FET 放大器上的变容二极管预失真器^[26]，其中变容二极管弥补功放 AM/PM 失真，二次谐波控制技术弥补 AM/AM 功放失真，相对于串联二极管的预失真器，插入损耗较低，有报道把这一技术用于 PHS 系统中可以达到约 15dB 的 ACPR 性能改善。另外还有基于场效应管的预失真器和基于二极管反向平行对的预失真器，详细内容可以参考文献[27]。

RF/IF 预失真技术的优点有：电路结构简单、成本低、开环结构的无条件稳定和线性化带宽宽；其缺点有：线性化的效果有限，在高频处理高阶的失真分量比较困难等，所以对于线性度要求不高的系统可以采用 RF/IF 预失真技术，也可以把它作为前馈和笛卡尔负反馈技术的辅助技术来提高整个系统的线性度。

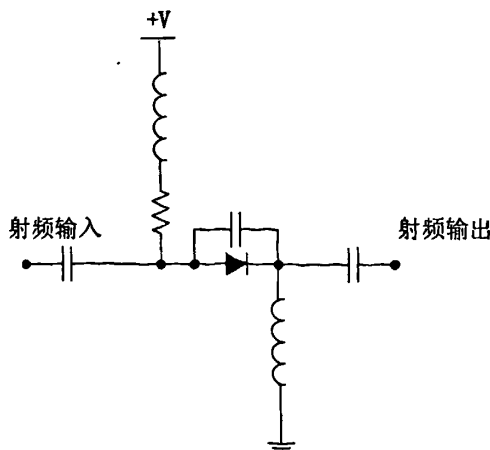


图 5-11 串联二极管预失真器

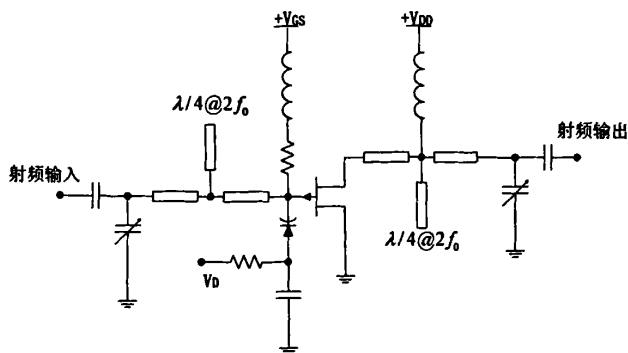


图 5-12 应用到 FET 放大器上的变容二极管预失真器

5.1.6.2 基带数字预失真

一种基本的基带数字预失真(DPD)系统如图 5-13 所示,目前大多基带数字预失真系统都采用自适应的结构,可以动态地调整预失真器的参数。图中有一个回路,前向通道是基带输入信号通过一个数字信号处理器(Digital Signal Processing: DSP),然后输出 IQ 信号到数字模拟转换器(DAC)、正交调制器和上变频器,最后通过射频功放输出;反馈回路中射频输出信号依次经过耦合器、衰减器、下变频器和正交解调器后,由模拟数字转换器(ADC)采样后到 DSP 单元。数字信号处理器根据输入的原始信号和反馈回来的信号可以建立和功放的非线性相反特性的预失真器,这样达到线性化的目的^{[22]-[31]}。

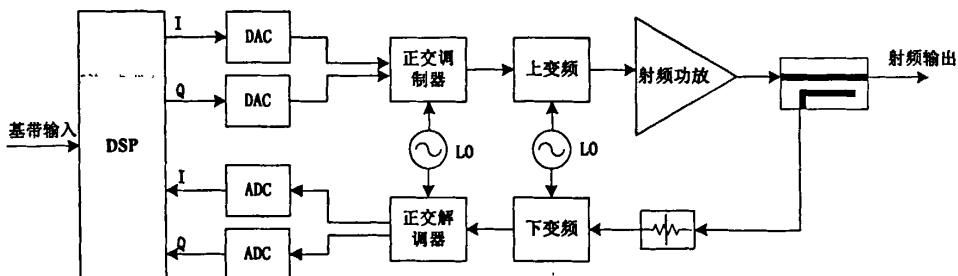


图 5-13 自适应基带数字预失真系统硬件框图

基带数字预失真技术最大的特点就是把原先属于射频和中频领域处理的功放线性化技术,转移到了基带数字域中进行处理。近年来,DSP 技术越来越受到重视,已经成为功放线性化技术中最有潜力的技术。就目前情况来看,DPD 系统的优点和缺点都相当突出,总结如下^{[30][31]}。

优点:

1) DPD 系统可以适用于任意调制方式的基带输入信号。

DPD 系统的关键在于获得功放的非线性特性,然后加以弥补,和基带输入信号的调制方式没有关系,所以不管是 GSM 系统, WCDMA 系统,或者 WiMAX 系统等,都可以采用 DPD 技术。随着后三代和第四代移动通信系统的研究和发展,系统制式的不断变化和更新,DPD 技术体现出很高的通用性和灵活性。

2) DPD 系统不存在稳定性的问题。

虽然从结构上来看,基带数字预失真的结构和负反馈技术的结构类似,但是基带数字预失真的反馈信号没有直接的来控制功放的输出信号,而是通过了一个 DSP 处理单元间接地调整功放的输出信号,所有不会有负反馈技术中不稳定的问题。

3) DPD 系统在数字域中处理, 大大降低了系统复杂度, 易于集成, 增加了系统灵活性。

DPD 技术由于不涉及到射频信号的处理, 所以可以充分利用 DSP 技术, 对功放的反馈信号和原始输入信号分析和计算, 这样处理的灵活性更加突出。DPD 技术集成在基带的 FPGA 和 DSP 中可以大大提高系统的集成度, 降低系统复杂度。通过增加采样率和量化精度可以弥补功放的高阶非线性失真。

4) DPD 系统符合现代通信系统发展的趋势, 依托于高速发展的 DSP 技术, 发展空间更加广阔。

随着 DSP 技术的快速发展, 现代通信系统的发展趋势之一就是越来越多的技术都应用在数字域中, 比如数字中频, CFR(Crest Factor Reduction)等。很多 FPGA 器件的厂商(Altera、Xilinx 等)都提供了 DPD 技术方案的参考设计。DPD 技术依托于高速发展的 DSP 技术, 发展空间更加广阔。

缺点:

1) DPD 系统的带宽受到 ADC 采样率限制。

在现代通信系统中, 随着通信业务量的增加, 系统的带宽越来越宽。根据采样定理, ADC 的采样率必须是系统带宽的一倍, 为了采集到功放输出信号的高阶非线性失真分量, ADC 的采样率必须过采样到系统带宽数倍以上, 所以 DPD 系统对于 ADC 和 DAC 的要求比较高。

2) DPD 系统的实时自适应算法实现比较困难。

实时自适应算法是 DPD 技术难点, 完全的实时自适应算法需要消耗大量的运算和存储资源, 而且需要处理速度快、价格昂贵的器件。目前往往采用一些简化的处理手段, 准实时地更新 DPD 系统的参数。

3) DPD 系统在数字域上的设备复杂度增加, 功耗增加。

DPD 系统需要高速的 ADC、DAC、DSP 和存储单元, 增加了设备复杂度, 增加了系统的功耗。有时候采用 DPD 技术增加的功耗要大于功放线性化后降低的功耗。功耗的增加使得 DPD 技术明显不适合应用到手持的移动通信系统中, 比如锂电池供电的手机等。

4) DPD 系统中, 信号的信噪比受到量化精度的限制, 量化噪声会恶化系统的 ACPR。

在任何数字系统中, 量化的问题都需要仔细考虑。量化噪声会抬高整个频带内的噪声电平, 信号的信噪比受到量化精度的限制。在文献[32]中研究了系统的量化精度对系统 ACPR 的影响, 结论是这种影响还是非常明显的。

由上面的分析可见, DPD 系统的优点十分突出, 其缺点虽然也很多, 但是经过仔细分析可以看出, DPD 几乎所有的缺点都是由于 DSP 技术本身的发展还不完善造成的。无论是系统带宽、量化精度、器件成本和功耗增加的限制, 还是目前 DSP 器件或 FPGA 器件的价格过于昂贵, 实时自适应算法过于复杂, 这些问题都能够随着数字技术的发展而最终解决。

5.2 宽带射频功放的 DPD 的实验验证

宽带射频功放的 DPD 实验验证方法和功放建模类似, 有两种, 一种是利用 DSP、FPGA、ADC 和 DAC 的平台来验证, 另一种利用实验仪器来验证。这里主要讨论借助于实验仪器来验证的方法。

5.2.1 数字预失真、功放模型和间接的学习结构

数字预失真中最核心的内容就是建立和功放非线性相反特性的预失真器, 换句话说就是建立功放的逆模型。如图 5-14 所示, 以功放原有的输出信号为预失真器的输入, 功放原有的输入信号作为预失真器的输出, 选择预失真模型适用的自适应算法来训练预失真器的参数, 当参数提取成功后, 再把同样参数复制到功放前面的预失真器中, 这一结构通常叫做预失真器的间接学习结构^[31]。一般可以认为射频功放的非线性特性随着时间的变化不快, 它的特性变化一般由于功放器件温度漂移和

老化等引起，这些变化的时间常数都是很大的，所以预失真器参数不一定需要实时的更新，预失真器参数训练的过程可以放到 DSP 单元或者 PC 中慢慢处理，一旦预失真器模型收敛后，再把参数下载到前向通路的预失真器中。这种方法可以避免当前 DPD 实时处理的难点。

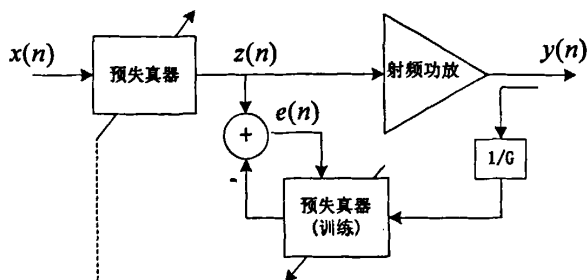


图 5-14 预失真器的间接学习的结构

5.2.2 基于仪器的数字预失真实验

利用实验仪器来验证 DPD 的过程比较方便快捷，可以不用设计 DPD 的电路板。如图 5-15 所示，其实验平台和功放建模的实验平台是一样的，也是由射频功放、Agilent 仪器 E4438C、E4445A、衰减器、耦合器和电脑组成^{[34][35]}。首先，建立实验平台，借助于仪器采集功放正常工作状态下的输入和输出的基带数据；其次，根据采集的功放输入和输出数据，建立用于预失真的功放逆模型；然后，利用自适应算法训练预失真模型参数达到期望的误差，以最终确定模型参数；最后，把基于预失真模型的预失真器复制到射频发送链路，检验预失真的效果。

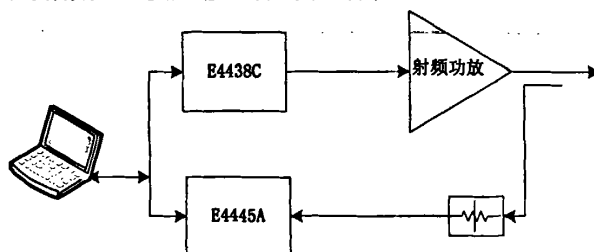


图 5-15 基于仪器的 DPD 实验框图

这里，预失真模型的训练和参数提取在电脑上完成。原有的输入功放数据和通过预失真模型后的预失真数据也是在电脑上完成，然后把他们分别下载到 E4438C 仪器中，来比较预失真前后的功放输出信号时域或频域的变化。

5.3 基于 ANFIS 的 Hammerstein 模型的预失真方法

基于模糊神经网络(ANFIS) Hammerstein 模型的功放预失真方法是以 ANFIS Hammerstein 模型为基础的，这种基于 ANFIS Hammerstein 模型的功率放大器线性化预失真方案，复杂度低，实现比较方便，模型结构容易提取，能很好地补偿功率放大器的非线性特性和记忆效应^{[38][39]}。

利用功放输出和输入数据建立用于预失真方案的功率放大器逆模型，如图 5-16 所示，该模型主要由两部分组成，包括无记忆的非线性子系统和有记忆的线性子系统，无记忆的非线性子系统由一阶 S 型(Sugeno)模糊推理系统(FIS)结构的模糊神经网络构成，用于补偿功率放大器静态幅度和相位失真特性，有记忆的线性子系统由有限冲击响应(FIR)滤波器构成，用于补偿功放的记忆效

应。详细的内容可以参考已经讨论过的模型建立的过程。

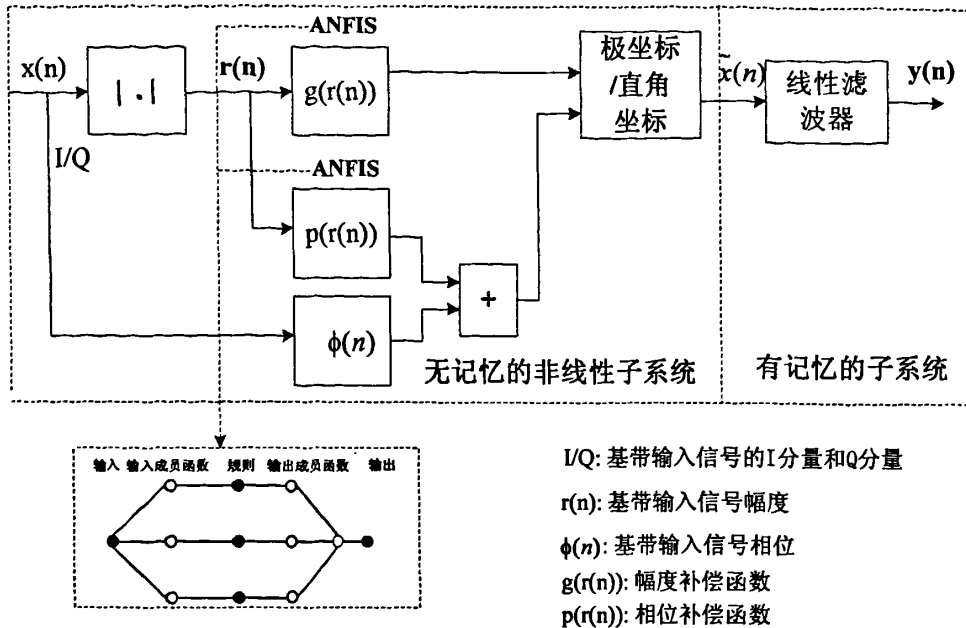


图 5-16 基于模糊神经网络的 Hammerstein 模型的预失真器方案

确定模型参数的过程也分为两部分：

- a) 利用功放输出和输入数据、最小二乘和反向传播相结合的学习算法，训练一阶的模糊神经网络模型，提取参数；
- b) 在确定模糊神经网络模型参数后，利用模糊神经网络的输出数据和功放输出数据，及最小二乘法确定 FIR 滤波器的参数。

最后把参数确定的预失真器复制到发送链路，用于补偿功率放大器的非线性的特性和记忆特性。

如图 5-17 所示，利用间接学习结构，首先建立功率放大器的逆模型，通过数据采集和参数训练，把误差降低到期望水平，得到确定参数的逆模型结构，然后把此逆模型的结构直接复制到发送通道中，具体步骤如下：

- 1) 选部分确定的宽带多载波信号（比如 WCDMA 多载波）用作功率放大器的基带输入信号。
- 2) 利用高速 ADC 采样功率放大器基带输入信号，得到功放输入数据 $y_f(n)(=y(n))$ ，同时利用高速 ADC 采样功率放大器输出信号（功放实际输出的射频信号通过衰减器、耦合器、下变频和正交解调器的信号），得到功放输出数据 $z(n)$ ，计算归一化的功放输出数据 $x_f(n)=z(n)/G$ ，这里 G 是发送链路的线性增益。假设 N 为输入和输出采样数据的长度。
- 3) 功放输出数据 $x_f(n)$ 和输入数据 $y_f(n)$ 复同步，得到用来建立模型长度为 M 的训练数据， $M < N$ 。
- 4) 计算 $x_f(n)$ 的幅度，作为两个等价的模糊神经网络输入数据；计算 $y_f(n)$ 的幅度，以及 $y_f(n)$ 和 $x_f(n)$ 的相位差，分别作为第一个和第二个模糊神经网络输出数据，并且结合最小二乘和后向传播相结合的学习算法，训练两个模糊神经网络的参数，分别达到期望的误差。
- 5) 在模糊神经网络参数确定后，以 $x_f(n)$ 为输入，得到其输出 $\hat{x}_f(n)$ ，并且在 $\hat{x}_f(n)$ 和 $y_f(n)$ 之间，利用最小二乘法确定 FIR 滤波器系数。
- 6) 把基于模糊神经网络的 Hammerstein 模型的预失真器复制到发送链路。

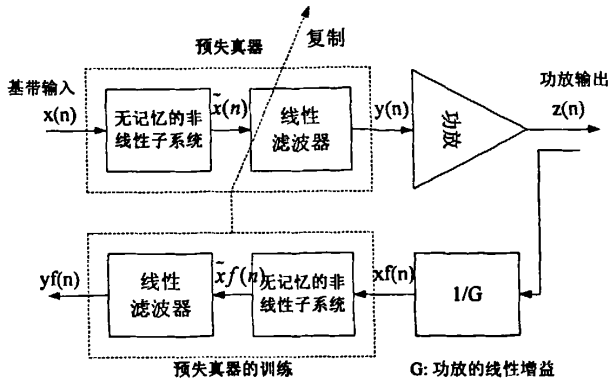


图 5-17 预失真器参数训练的间接学习结构的方案

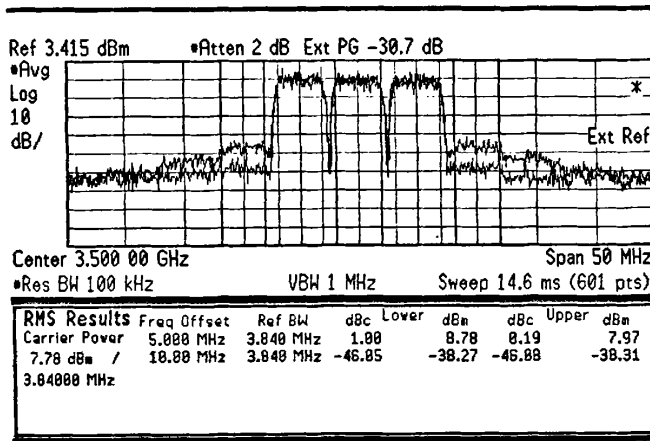


图 5-18 PSD 比较

基于模糊神经网络的哈默斯坦模型的功放预失真方法结合了 Volterra 级数和神经网络的优点，同时避免了其缺点，解决了现有预失真方案计算量大，自适应算法不容易收敛，实现比较复杂，高带宽和高峰均比信号条件下，难以补偿功率放大器复杂的记忆效应等问题，具有很多优点：

- 1) 模糊神经网络不存在多项式模型中性能受到阶次限制的问题。
- 2) 模糊神经网络简单的 if-else 规则容易实现，而且可以根据系统要求灵活地增加和减少，还可以根据系统要求改变其输入成员函数类型。
- 3) 因为使用了最小二乘和反向传播相结合的学习算法，模糊神经网络学习时间比较快，迭代次数少，而且不存在收敛性的问题。
- 4) 把模糊神经网络和线性滤波器相结合，可以在不增加复杂度的同时，弥补功率放大器的记忆效应，这是对模糊神经网络的扩展。
- 5) 基于模糊神经网络 Hammerstein 模型的功率放大器预失真方法，结构简单，实现容易，是高效稳定的预失真方案。

图 5-18 显示的是以基于实验仪器的 DPD 实验验证结果，以 WCDMA 三载波信号为输入时，功率放大器的输出频谱的实验结果对比，下边的红线是有预失真时的频谱，上边的蓝线是没有预失真时的频谱，可以看出 ACPR 改善达 10dB 以上。图 5-19 是基于 ANFIS 的 Hammerstein 模型的预失真器流程图^{[38][39]}。

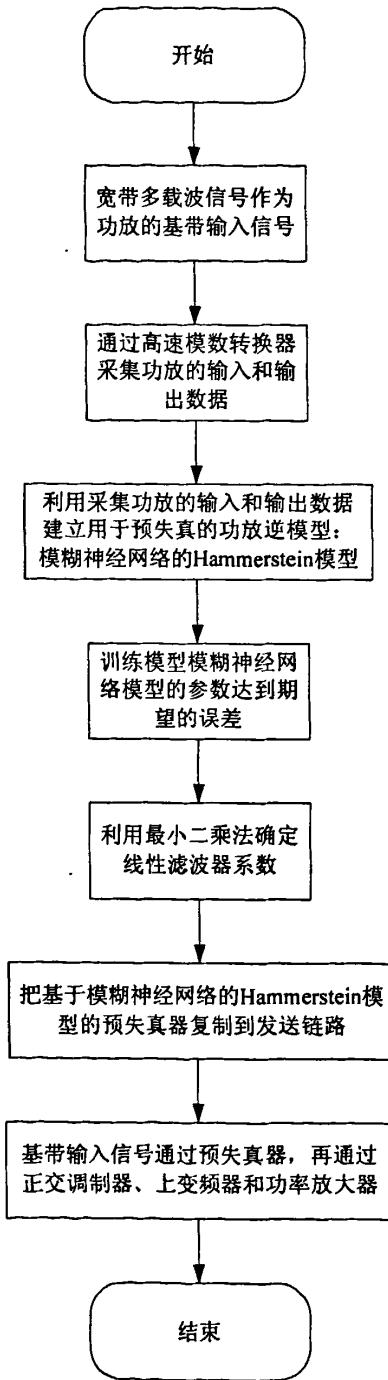


图 5-19 基于 ANFIS 的 Hammerstein 模型的预失真器的流程图

5.4 基于 MANFIS 模型的预失真方法

基于 MANFIS 模型的预失真器^[40],如图 5-20 所示,以 2 个输入,每一个输入 3 条规则的 MANFIS 模型为例,建立功放的逆模型。三载波的 WCDMA 信号作为功放的输入信号(采样率为 92.16MSPS,

测试功放和建模时用的功放相同), 利用功放建模的数据来训练预失真模型的参数, 其训练过程和 MANFIS 建模时是一样的, 在参数确定后, 下载到 E4438C 中, 在预失真前后功放输出的功率相同的情况下, 用 E4445A 来观察输出信号的频谱结果。

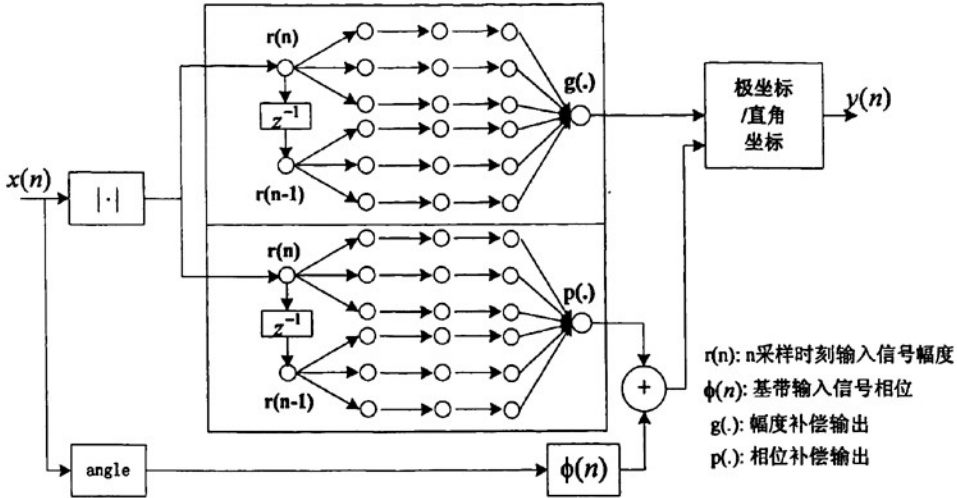


图 5-20 基于 MANFIS 模型的预失真器

表 5-1 中列举了预失真的 ACPR 结果(参数的含义和 MANFIS 建模部分相同, d 代表幅度输入个数, u 代表每一个输入对应的规则数)。当功放没有预失真时, 输出信号的 ACPR 为-35dB 左右; 当利用静态的 ANFIS 模型作为预失真器时, ACPR 可以改善到-44dB 左右; 当利用 MANFIS 模型作为预失真器的时候, ACPR 达到-47dB 左右, 相对于原来的输出改善了 10dB 以上。图 5-21 中显示了基于 MANFIS 模型预失真器的测量结果, 图中上面的曲线代表没有进行预失真的时候功放输出的频谱, 下面的曲线代表利用 MANFIS 模型($d=2, u=4$)进行预失真后功放输出的频谱^[40]。

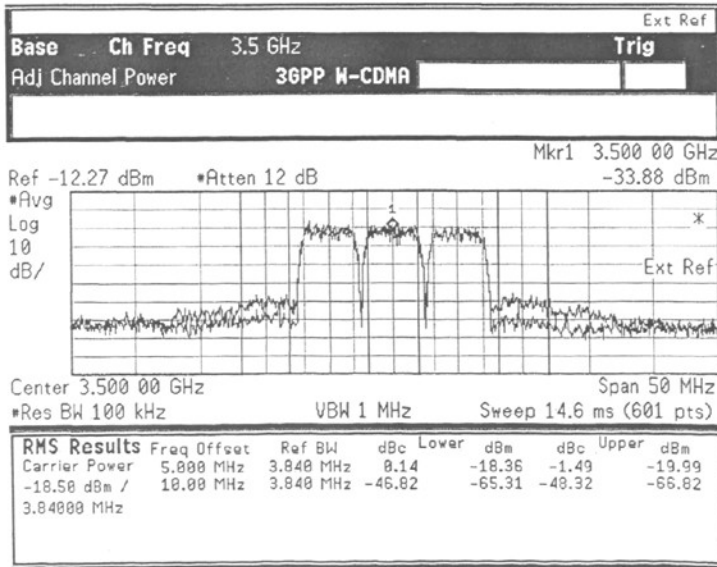


图 5-21 基于 MANFIS 模型的预失真器 PSD 结果

表 5-1 预失真结果比较

DPD 模型	d	u	ACPR lower(dB)	ACPR upper(dB)
没有 DPD			-35.5	-35.4
ANFIS	1	3	-43.8	-44
MANFIS	2	3	-46.5	-47.1
		4	-46.8	-48.3

5.5 小结

本章主要介绍了射频功放的各种线性化技术,包括负反馈技术、前馈技术、EE&R 技术、LINC 技术、CALLUM 技术、RF/IF 预失真和数字预失真技术等。然后,介绍了基于功放模型的数字预失真方法,给出了实验结果。目前,在这些线性化技术中,数字预失真技术已经成为发展潜力最大的技术,而且随着研究的深入,出现了一些数字预失真技术和其它线性化技术相结合的方法,比如,一些较新的研究成果有:文献[41]中的最佳功率高效率 EER 发射机,文献[42]中的自适应数字反馈预失真技术,文献[43]中的使用反馈线性化方式的宽带自适应数字预失真技术等。

参考文献

- [1] Vuolevi J, Rahkonen T. Distortion in RF power amplifiers[M], Boston, MA: Artech House, 2003.
- [2] A Maas Stephen. Nonlinear Microwave and RF Circuits (Second Edition)[M], Boston, MA: Artech House, 2003.
- [3] Pedro J C, Carvalho N B. Intermodulation Distortion in Microwave and Wireless Circuits[M], Boston, MA: Artech House, 2003.
- [4] Kenington P B. High Linearity RF Amplifier Design[M], Boston, MA: Artech House, 2000.
- [5] Legarda J. Feedforward amplifiers for wideband communication systems[M], Netherlands: Springer, 2006. 25-73.
- [6] Reynaert Patrick, Steyaert Michiel. RF Power Amplifiers For Mobile Communications[M], Netherlands: Springer, 2006. 9-64.
- [7] Petrovic V, Brown A N. Application of Cartesian feedback to HF SSB transmitters[C]. Third International Conference on HF Communication Systems and Techniques, 1985, 245: 81-85.
- [8] Petrovic V, Brown A N. Application of Cartesian feedback to HF SSB transmitters[C]. Third International Conference on HF Communication Systems and Techniques, 1985, 245: 81-85.
- [9] Whittle S M. A practical Cartesian loop transmitter for narrowband linear modulation PMR systems[J]. IEE Colloquium (Digest), 1994, 1-5.
- [10] Briffa M A, Faulkner M. Dynamically biased Cartesian feedback linearization[C]. IEEE Vehicular Technology Conference, Secaucus, NJ, USA, 1993, 672-675.
- [11] Cho H, Kim M-S, Jeong J-H, et al. A high-power cartesian feedback transmitter including a compact inverted doherty amplifier[J]. Microwave and Optical Technology Letters, 2008, 50(4): 944-946.
- [12] Parsons K J, Kenington P B. The efficiency of a feedforward amplifier with delay loss[J]. IEEE Trans Veh Technol, 1994, 43: 407-412.
- [13] Cavers J K. Adaptation behavior of a feedforward amplifier linearizer[J]. IEEE Trans Veh Technol, 1995, 44: 31-40.
- [14] Larose C L, Ghannouchi F M. Optimization of feedforward amplifier power efficiency on the basis of drive statistics[J]. IEEE Trans Microw Theory Tech, 2003, 51(1): 41-54.

- [15] Zhou J, Feng L, Zhu X, et al. Design of an ultralinear wideband feedforward amplifier using EDA tools[J]. *Microwave Journal*, 2000,43(1).
- [16] Kahn L R. Single-side band Transmission by Envelope Elimination and Restoration[C]. *Proceedings of the IRE*, 1952, 40(7): 803-806.
- [17] Cox D C. Linear Amplification with Nonlinear Components[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 1974, 22(12): 1942-1945.
- [18] Chireix H. High Power Outphasing Modulation[C]. *Proceedings of the IRE*, 1935, 23(11): 1370-1392.
- [19] Hetzel S A, Bateman A, McGeehan J P. LINC transmitter[J]. *Electronics Letters*, 1991, 27(10): 844-846.
- [20] Cox D, Leck R. Component Signal Separation and Recombination for Linear Amplification with Nonlinear Components[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 1975, 23(11): 1281-1287.
- [21] Garcia P, Mingo J d, Valdovinos A, et al. An adaptive digital method of imbalances cancellation in LINC transmitters[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, May 2005, 54(3): 879-888.
- [22] Bateman A. The combined analogue locked loop universal modulator[J]. *Proc VTC*, 1992, 759-763.
- [23] Sun J, Li B, Chia Y W M. A novel CDMA power amplifier for high efficiency and linearity[C]. *IEEE Vehicular Technology Conference, Amsterdam, Netherlands*, 1999, 4(4): 2044-2047.
- [24] Sun J, Li Bin, Chia M Y W. Linearized and highly efficient CDMA power amplifier[J]. *Electronics Letters*, 1999, 35(10): 786-787.
- [25] Yamauchi K, Mori K, Nakayama M, et al. A Novel Series Diode Linearizer for Mobile Radio[C]. *IEEE MTT-S Int Microwave Symp Digest, San Francisco, CA, USA*, 1996, 2(2): 831-834.
- [26] Yu C S, Chan W S, Chan W-L. 1.9GHz low loss varactor diode pre-distorter[J]. *Electronics Letters*, 1999, 35(20): 1681-1682.
- [27] Imai N, Nojima T, Murase T. Novel linearizer using balanced circulators and its application to multilevel digital radio systems[J]. *IEEE Trans Microw Theory Tech*, 1989, 37(8):1237-1243.
- [22] 杨文考. 多载波(OFDM)数字电视系统中放大器的自适应预失真技术研究[D]: [博士学位论文]. 成都: 成都电子科技大学信号与信息处理, 2002.
- [23] 毛文杰. 基于预失真技术的射频功率放大器线性化研究[D]: [博士学位论文]. 浙江: 浙江大学信息科学与工程学院, 2003.
- [24] 林强. 射频线性功率放大器研究[D]: [博士学位论文]. 武汉: 华中科技大学电磁场与微波技术, 2005.
- [25] 金哲. 宽带通信中有记忆射频功率放大器的建模与预失真方法[D]: [博士学位论文]. 浙江: 浙江大学信息科学与工程学院, 2007.
- [26] 南敬昌. 宽带功率放大器非线性、行为模型与数字预失真系统研究[D]: [博士学位论文]. 北京: 北京邮电大学电信工程学院, 2007.
- [27] 支传德. 射频功率放大器线性化和稳定性的分析与设计[D]. [博士学位论文]. 北京: 清华大学电子工程系, 2006.
- [28] 刘元安. 预失真射频功率放大器的研究[D]: [博士学位论文]. 北京: 北京邮电大学电磁场与微波技术, 2007.
- [29] 刘辉. 射频功率放大器线性化技术研究[D]: [博士学位论文]. 西安: 西安电子科技大学电磁场与微波技术, 2007.
- [30] 谢宁德. 射频功率放大器数字预失真算法的研究和实现[D]: [硕士学位论文]. 南京: 东南大学信息科学与工程学院, 2006.
- [31] 施鸣. 用于大功率射频放大器线性化的数字基带预失真系统的研究[D]: [硕士学位论文]. 南京: 东南大学信息科学与工程学院, 2005.
- [32] Sundstrom L, Faulkner M, Johansson M. Quantization Analysis and Design of a Digital Predistortion

- Linearizer for RF Power Amplifiers[J]. IEEE Trans on Vehicular Technology, 1996, 45(4): 707-719.
- [33] Ding L, Zhou G T, Morgan D R, et al. A Robust Digital Baseband Predistorter Constructed Using Memory Polynomials[J]. IEEE Trans on Communications, 2004, 52(1): 159-164.
- [34] Liu T, Boumaiza S, Ghannouchi F M. Augmented Hammerstein Predistorter for Linearization of Broad-Band Wireless Transmitters[J]. IEEE Trans on Microwave Theory and Techniques, 2006, 54(4): 1340-1349.
- [35] Isaksson M, Wisell D, Ronnow D. Wide-band dynamic modeling of power amplifiers using radial basis function neural networks[J]. IEEE Trans Microw Theory Tech, 2005, 53(11): 3422-3428.
- [36] Jang J -S. ANFIS: adaptive-network-based fuzzy inference system[J]. IEEE Trans Systems Man Cybern, 1993, 23(3): 665-685.
- [37] Jovanovic B B, Reljin I S, Reljin B D. Modified ANFIS architecture - improving efficiency of ANFIS technique[J]. Neural Network Applications in Electrical Engineering, 2004, 215-220.
- [38] Zhai Jianfeng, Zhou Jianyi, Zhang Lei, et al. Dynamic Behavioral Modeling of Power Amplifiers Using ANFIS-based Hammerstein[J]. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 2008,18(10): 704-706.
- [39] 周健义、翟建锋、洪伟. 基于模糊神经网络的哈默斯坦模型的功放预失真方法. 东南大学. 申请号: 200810022631. 8. 申请日: 2008. 7. 18.
- [40] Zhai Jianfeng, Zhou Jianyi, Zhang Lei, et al. The Dynamic Behavioral Model of RF power Amplifiers with the Modified ANFIS[J]. IEEE Trans. Microw Theory Tech, 2009,57(1): 27-35.
- [41] Kim I, Woo Y Y, Kim J, et al. High-efficiency hybrid EER transmitter using optimized power amplifier[J]. IEEE Trans Microw Theory Tech, 2008, 56(11): 2582-2593.
- [42] Woo Y Y, Kim J, Yi J, et al. Adaptive Digital Feedback Predistortion Technique for Linearizing Power Amplifiers [J]. IEEE Trans Microw Theory Tech, 2007, 55(5): 932-940.
- [43] Kim J, Woo Y Y, Moon J, et al. A New Wideband Adaptive Digital Predistortion Technique Employing Feedback Linearization [J]. IEEE Trans Microw Theory Tech, 2008, 56(2): 385-392.

第六章 宽带射频功率放大器的数字预失真硬件实现

6.1 基于查找表的数字预失真系统

随着数字信号处理技术和数字芯片工艺的飞速发展和 FPGA 芯片在通信系统中的广泛应用, 预失真器的一种非常高效率的实现方法就是把非线性函数在 FPGA 中利用查找表(Look Up Tables: LUT)技术来实现。近年来, 很多研究者都在 FPGA 的平台上, 或者在 FPGA 结合 DSP 芯片的平台上, 利用查找表的方法实现预失真器, 这样既可以简化预失真系统的结构, 又可以避免复杂运算带来的 FPGA 方面的诸多问题: FPGA 资源的限制, 功耗的增大、运行速度的限制等等。近年来的很多文献都采用了 LUT 的技术来简化预失真器的结构, 实验结果都表明基于查找表的预失真器可以很好地弥补功放幅度和相位失真的非线性特性^[1]。

6.1.1 查找表的方案

基于查找表的方案的预失真器主要有三种:

- 1) 映射预失真器
- 2) 极坐标预失真器
- 3) 复增益预失真器

映射预失真器是 1989 年由 Nagata 提出来的一种预失真技术^{[2][3]}, 如图 6-1 所示, 利用两个二维查找表把输入信号的 I/Q 分量映射成输出信号的 I/Q 分量。假设输入信号为 $x(n)=x_I(n)+jx_Q(n)$, 预失真器输出为 $y(n)=(x_I(n)+f_1(x_I(n),x_Q(n)))+j(x_Q(n)+f_2(x_I(n),x_Q(n)))$ 。该技术主要有两个缺点: 巨大的二维查找表的表项数目和太慢的收敛速度。

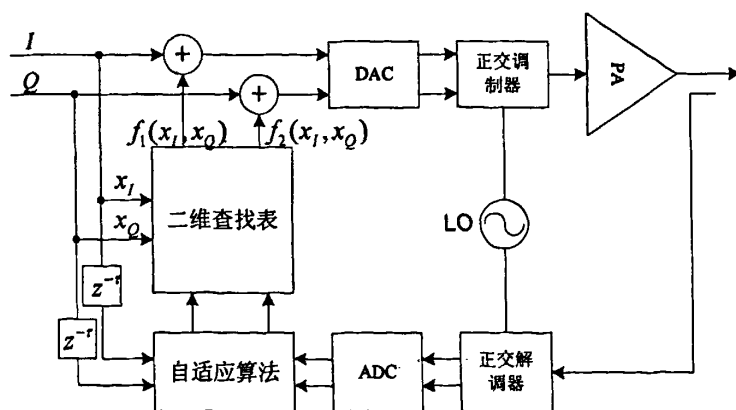


图 6-1 映射预失真器的基本框图

极坐标预失真器是 1990 年由 Faulkner 提出来的^{[4][5]}, 利用两个一维的查找表分别来弥补功放的幅度和相位失真。如图 6-2 所示, 幅度增益 LUT 和相位 LUT 都是一维的查找表, 其中, 幅度增益

LUT 的索引为输入信号的幅度，相位 LUT 的索引为输入信号通过幅度增益 LUT 表校正后的幅度。假设输入信号为 $x(n)=x_I(n)+jx_Q(n)$ ，那么幅度增益 LUT 的索引地址为 $|x(n)|$ ，幅度增益 LUT 的输出为 $f_r(|x(n)|)$ ，相位 LUT 的索引地址为 $|x(n)|f_r(|x(n)|)$ 。相对于映射预失真器中二维查找表而言，极坐标预失真器简化了预失真器结构的复杂度，极大地降低了存储容量。该技术的一个主要缺点就是必须要进行直角坐标到极坐标的相互转换，增加了数字信号处理的难度。

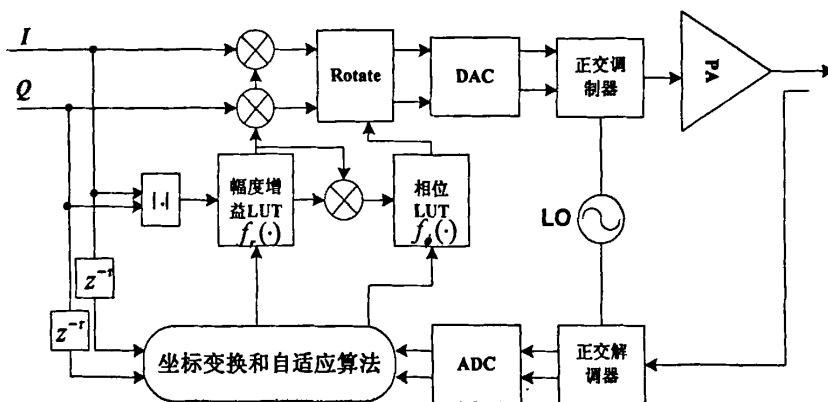


图 6-2 极坐标预失真器的基本框图

复增益预失真器是 1990 年由 Cavers 提出来的^{[6][7]}，1992 年，Wright 利用 TI 的 DPS 平台实验验证了这种方法^[8]，后来很多研究者都采用过这种预失真技术。如图 6-3 所示，复数增益查找表的地址分量是输入 I/Q 信号的功率，查找表的内容为 I/Q 信号的复数增益，LUT 输出和输入信号通过复数乘法模块之后得到预失真后的 I/Q 信号。假设复数增益查找表输出为 $f(n)=f_I(n)+jf_Q(n)$ ，输入信号为 $x(n)=x_I(n)+jx_Q(n)$ ，LUT 表索引为 $x_I^2(n)+x_Q^2(n)$ ，预失真器输出信号为 $x(n)f(n)=(x_I(n)f_I(n)-x_Q(n)f_Q(n))+j(x_I(n)f_Q(n)+x_Q(n)f_I(n))$ 。由此可见，复数乘法只需要 4 个实数乘法器和 2 个实数加法器就可以实现，复数增益查找表只需要两个一维的 LUT 表分别来存储 I 和 Q 增益的系数就可以实现了。相对与极坐标预失真器而言，不需要直角坐标到极坐标相互转换的数字信号处理过程，大大简化了预失真器和自适应算法的复杂度。

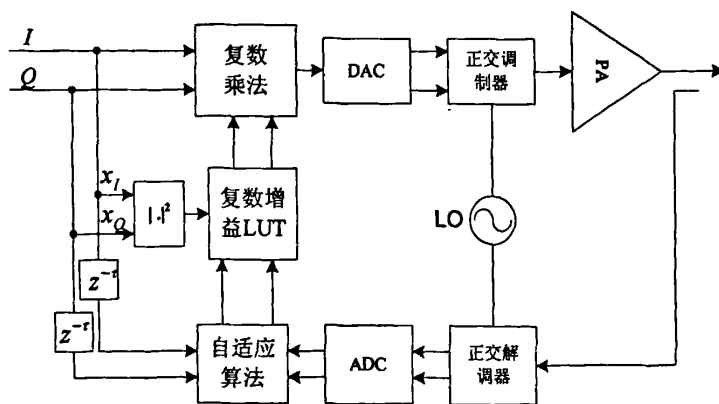


图 6-3 复增益预失真器的基本框图

6.1.2 查找表的大小

不同的预失真方案对于查找表大小和字长的需要是不一样的。如果输入信号的分辨率是 N 位，映射预失真器中需要 $2 \times (2^N)^2$ 比特的存储容量。对于极坐标预失真器和复增益预失真器，一维查找表的大小只和查找表的地址输入(信号的幅度或功率)有关，和输入信号的相位信息没有关系。研究表明查找表的大小是 ACPR 的反函数，如果增大查找表的大小为原来的双倍，理论上预失真的 ACPR 降低 6dB，当增大到一定的极限时，ACPR 不会改善，反而可能会恶化^{[7][9][10]}。在自适应系统中，查找表越大，自适应所需要的时间越长，所以在设计预失真系统时，总是希望查找表的大小控制在合理的范围。

查找表中字长的大小决定了系统量化噪声的大小，系统信噪比的大小取决于信号的峰值功率和噪声功率，所以查找表中字长的大小和系统的量化噪声及信噪比是息息相关的。文献[10]中详细讨论了量化对于复数增益的预失真器性能的影响。

6.1.3 查找表的索引

极坐标或者复增益预失真结构，都应用了基于输入信号幅度或功率的查找表技术。Cavers 首先提出了如图 6-4 所示的查找表模型，分析了预失真查找表的索引技术对于预失真性能的影响。图中，查找表有 N_r 表项，压缩扩展函数 $s(r_m)$ 为输入信号幅度 r_m 的函数，查找表表项的分布和压缩扩展函数的导数有关，相邻表项的距离可以表示为 $1/(N_r s'(r_m))$ 。表 6-1 总结了常用的索引方式^{[11][14]}，其中 $g_0(r_m)$ 为功放的复增益函数， $p_r(r_m)$ 为输入信号幅度的概率密度函数。近年来，查找表的技术一直受到关注和研究，动态最佳查找表和分段查找表的内容可以参考文献[15]、[16]、[17]等。

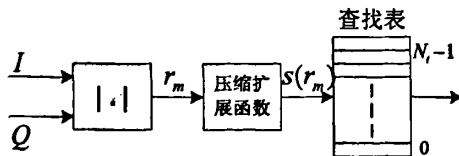


图 6-4 预失真查找表的索引

表 6-1 索引方式总结

索引方式	压缩扩展函数 $s(r_m)$	$s'(r_m)$	权重函数 $w(r_m)$
幅度索引	r_m	1	—
功率索引	r_m^2	$2r_m$	—
μ -准则索引	$\frac{\ln(1 + \mu r_m)}{\ln(1 + \mu)}$	$\frac{\mu}{\ln(1 + \mu)} \frac{1}{1 + \mu r_m}$	—
Caver 最佳索引	—	$\left(\int_0^1 w(r_m)^{1/3} dr_m \right)^{-1} w(r_m)^{1/3}$	$w(r_m) = \frac{r_m^2 g_0'(r_m) ^2}{12N_r^2 g_0(r_m) ^4} p_r(r_m)$
次最佳索引	—	$\left(\int_0^1 w(r_m)^{1/3} dr_m \right)^{-1} w(r_m)^{1/3}$	$w(r_m) = r_m^2 p_r(r_m)$

6.1.4 查找表的更新

查找表的更新方式有两种：基于 DSP 或 FPGA 的实时更新和基于 DSP 或 PC 的非实时更新。理想自适应系统中的查找表是随着功放输入和输出信号的变化而实时更新的。由于现在的宽带通信系统的信号带宽越来越宽，数据传输速率越来越高，目前一般的数字信号处理和 FPGA 芯片还不能够充分满足自适应系统中算法的速度要求，查找表的实时更新往往需要消耗大量的资源，所以现阶段查找表的更新大多采取基于 DSP 或 PC 的非实时更新。

基于查找表的自适应预失真系统中，最关键的就是自适应算法的实现，换句话说，也就是查找表更新算法的实现。比较常用的自适应迭代算法有两类：

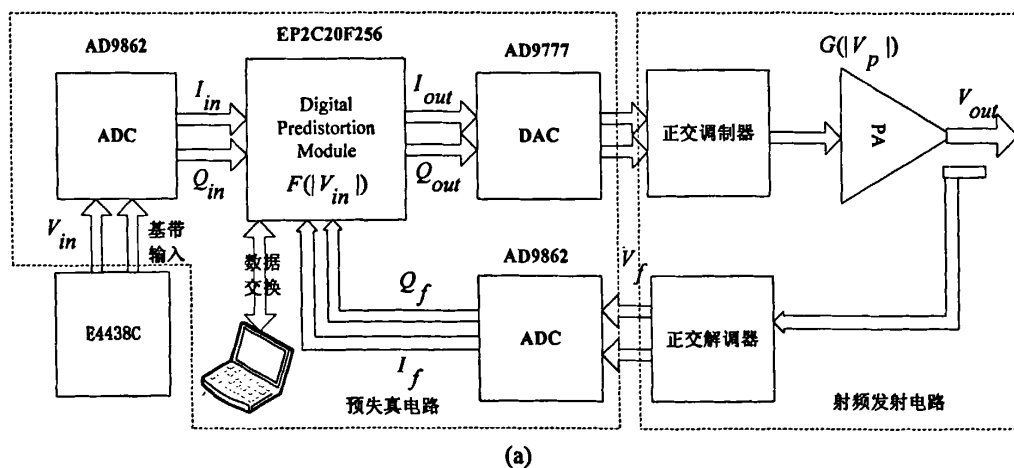
- 1) 基于导数迭代算法^{[18]-[23]}：最陡下降法、最小均方算法(LMS)、递归最小二乘法(RLS)、牛顿法等等。
- 2) 非导数的迭代算法：遗传算法^{[23]-[25]}、模拟退火法、随机搜索算法等。

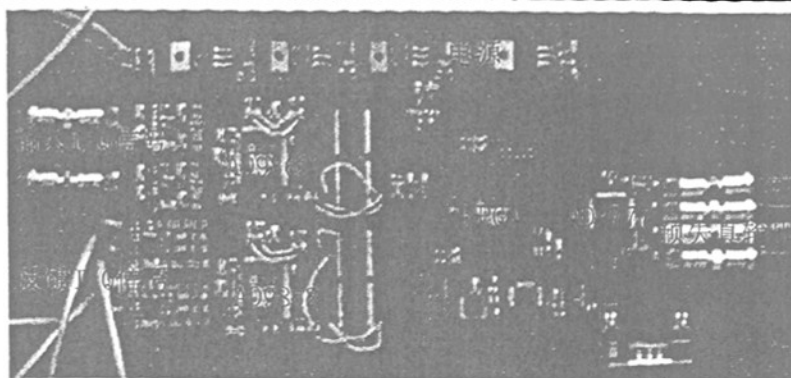
6.2 数字预失真系统硬件平台

如图 6-5 所示，数字预失真系统包括预失真电路和射频发射电路两部分。预失真电路^[26]主要由两片 ADC(AD9862)、一片 DAC(AD9777)、一片 Altera FPGA(EP2C20F256)、一片单片机和若干电源电路组成；射频发射电路主要由正交调制器、正交解调器、本地振荡器和 2.4G 射频功放组成。

AD9862 把基带输入的 I/Q 信号和功放输出反馈解调后的 I/Q 信号分别采样为数字信号到 FPGA 中处理。AD9862 是美国 Analog Devices 公司一款集成度很高的 IC，集成了两个 12 位 64 MSPS ADC 和两个 14 位 128 MSPS DAC，能提供目前只有使用分立器件才能达到的性能，这里我们只用了 AD9862 接收通道的高性能 ADC 功能。如图 6-6 所示，AD9862 的接收通道包括用在基带或中频上接收正交 IQ 数据的 ADC、输入缓冲器、可编程增益放大器 (RxPGA) 和抽取滤波器等。AD 的转换过程是一个流水线的过程，存在 7 个时钟周期的延时^[27]。

AD9777 位于 FPGA 后面，将经过预失真处理后的数字信号转化为模拟信号，作为射频电路板上的正交调制器输入。AD9777 芯片也是美国 Analog Devices 公司的一款高性能的数模转换器芯片，输入数据的位宽为 16bit，差分输出，输入信号最高速率为 160MSPS，输出信号最高速率可达 400MSPS，原理框图如图 6-7 所示^[28]。





(b)

图 6-5 (a) 预失真系统的原理框图; (b) 预失真器电路板的照片^[26]

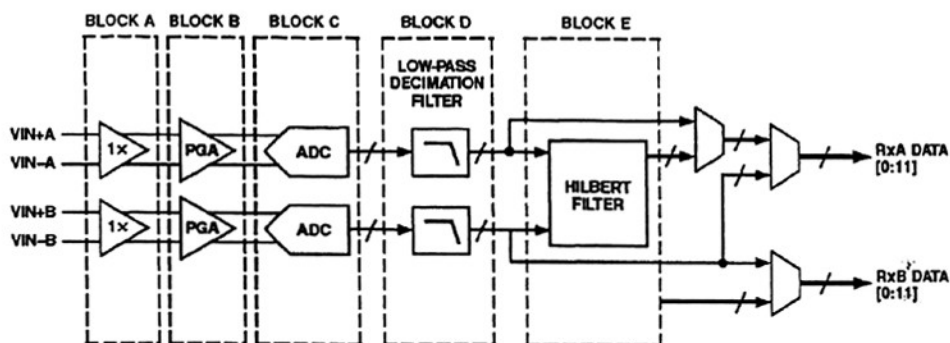


图 6-6 AD9862 接受通道 ADC 原理框图^[27]

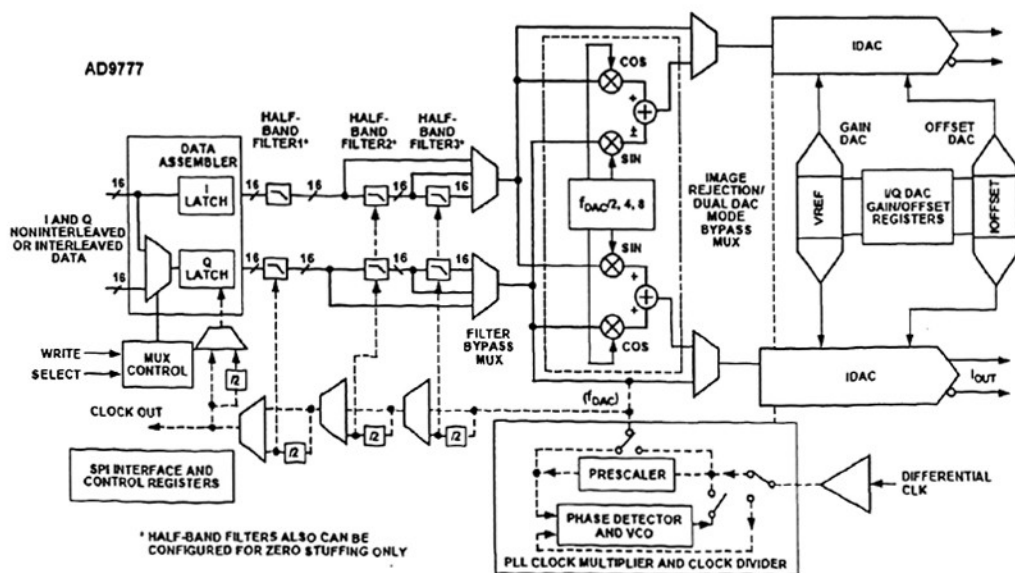


图 6-7 AD9877 原理框图^[28]

FPGA 的芯片主要负责数字预失真算法的实现和相关的数字信号处理,这里选用的是 Altera 公司 Cyclone II 系列的 FPGA——EP2C20F256,它有 18752 个逻辑单元(Logic Elements),52 个 M4K RAM blocks,相当于 239616 比特的 RAM、专用外部存储器接口电路、26 个嵌入式 18 位乘 18 位的硬件乘法器、4 个内部锁相环(PLL)和高速差分 I/O 能力^[29]。FPGA 的仿真和编程都是借助于 Altera 公司的 Quartus II 软件平台来完成。

另外,电源芯片是 Linear 公司的 LT1084 系列稳压块^[30],MCU 是 Silicon Laboratories 公司的 C8051F31X 系列单片机用于 ADC 和 DAC 芯片 SPI 接口的控制和 PC 的数据交换等。

根据前面的分析,数字预失真系统的采样率由 AD9862 来决定,所以在 FPGA 的 PLL 中设定 60MHz 的时钟输出,那么系统采样率为 60MHz。如果输入 10MHz 的宽带信号,信号包含三阶失真的带宽为 30MHz,为系统采样率的一半,满足采样定律,因此本系统输入基带信号的带宽不应超过 10MHz。

6.3 复增益的数字预失真系统

6.3.1 系统实现方法和步骤

复增益预失真器的实现方法已经比较成熟,这里只做简单介绍。如图 6-8 所示,复增益预失真器中包括复增益查找表,地址产生单元,复数乘法器,多路选择器,训练信号产生器等,其中迭代算法和同步都在 PC 中执行。在 FPGA 中,复增益查找表可以利用 RAM 来实现。复数乘法器可以分解为实数乘法 and 加减法,实数乘法可以利用 FPGA 中的硬件乘法器实现。多路选择器可利用 Quartus II 软件中的 Megafuction 实现。训练信号产生可以利用 RAM 表存储一个周期的训练序列,然后在时钟的配合下输出实现。

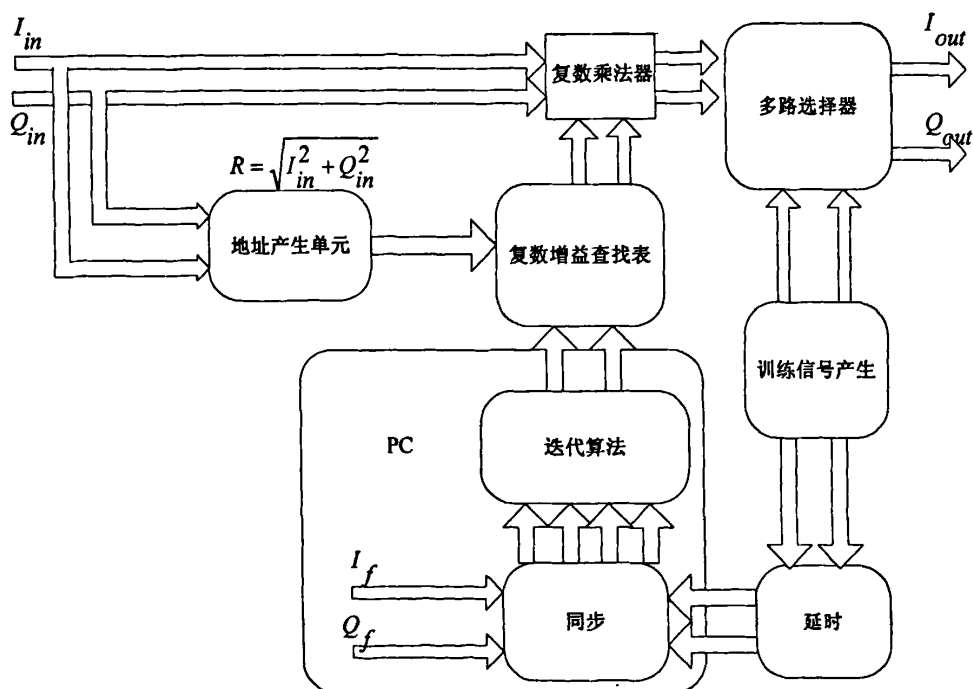


图 6-8 复增益预失真器的实现框图

预失真器工作的步骤如下：

- 1) 产生近似于三角波的用于获取功放非线性特性的训练信号，并采集功放反馈信号；
- 2) 根据功放输入训练信号和输出训练信号，在 PC 中相关同步。
- 3) 在 PC 中计算复数增益 LUT 的值。
- 4) 更新 FPGA 中复增益 LUT 的值。
- 5) 采集新的功放输入和输出数据，对复数增益 LUT 的值更新迭代。详细的迭代的实现方法可以参考文献[26]、[31]-[33]。

6.3.2 实验结果

训练信号和反馈信号的 I/Q 时域图如图 6-9 所示，设定训练 I/Q 信号相同，都是近似的三角波信号，幅度范围+1V 到-1V，反馈回来的信号和训练 I/Q 信号反向，这是由于反馈信号包含了相位延时的原因，所以输出的 I/Q 时域信号和原来的不一样，但是他们的幅度信号变化很小，从图 6-10 中可以看出这一点。另外，在幅度比较图中，在输入信号幅度很大的时候，输出信号被压缩，这是功放的幅度压缩特性引起的。在图 6-11 中，功放输入 1.28MHz 的 CDMA 信号时，比较预失真前后的功放输出功率谱可以发现，带内的谱信号几乎没有变化，而带外的 ACPR 改善了近 8dB 左右。

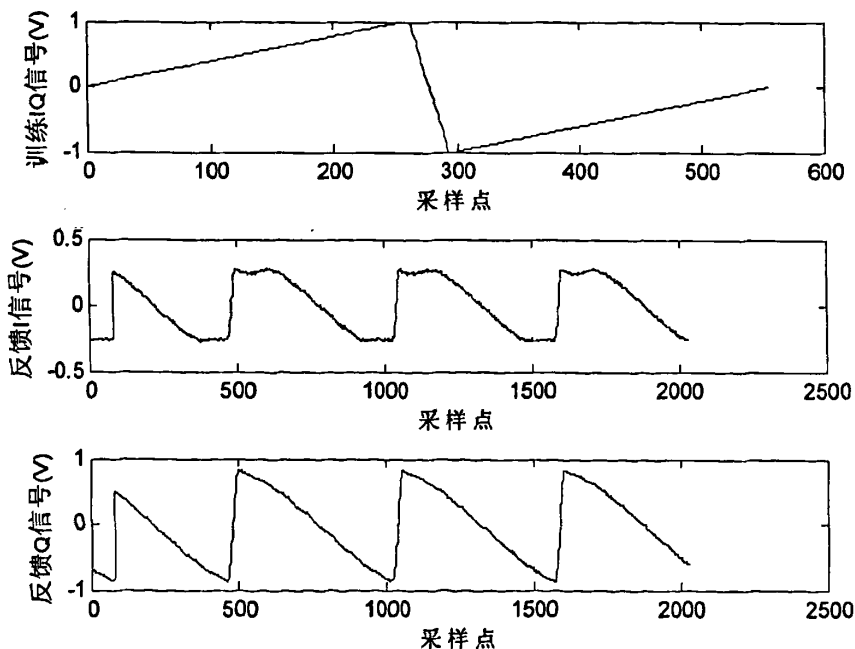


图 6-9 训练信号和反馈信号的 IQ 时域比较

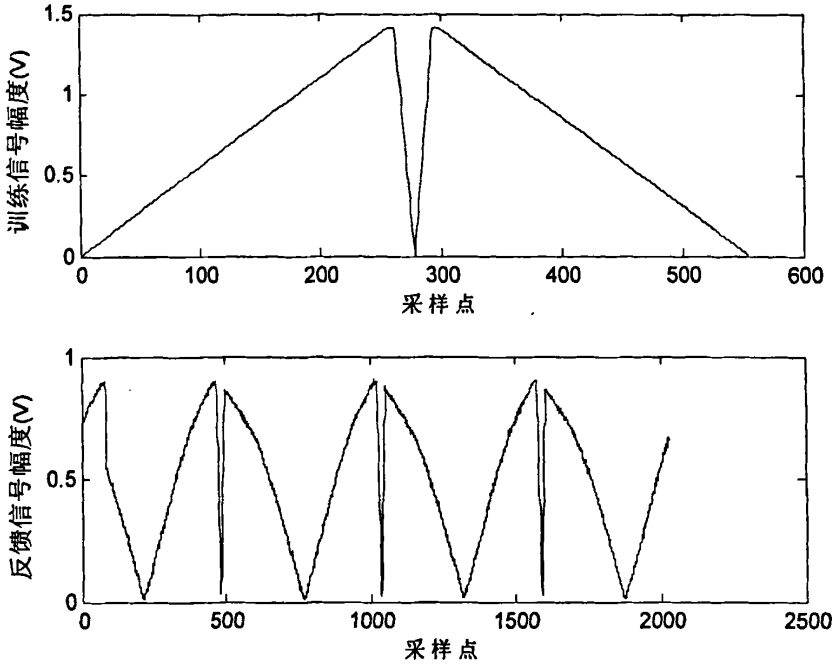


图 6-10 训练信号和反馈信号的幅度比较

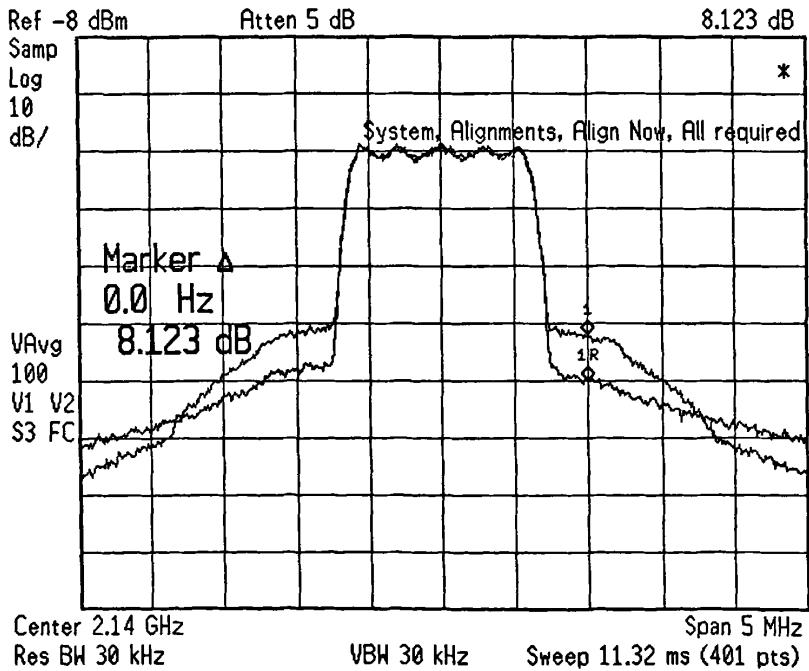


图 6-11 预失真前后功率谱比较

6.4 基于 ANFIS 模型的数字预失真系统的实现方法

6.4.1 系统实现方法和分析

由前面的研究知道, ANFIS 在建立功放模型时具有很多优点^{[34]-[36]}。如何在数字预失真系统中实现 ANFIS 预失真器是这里讨论的重点。如图 6-12 所示^[37], 输入 I/Q 基带信号首先经过直角坐标系转换到极坐标系, 然后利用两个三条规则的 ANFIS 结构来弥补功放的幅度和相位失真, 最后再把极坐标系下的信号转换为直角坐标系下的信号作为预失真器的输出。预失真输出为:

$$y(n) = g(r(n)) \exp\{j(\theta(n) + p(r(n)))\} \quad (6.1)$$

其中 $g(r(n))$ 和 $p(r(n))$ 代表幅度(AM/AM)和相位(AM/PM)特性, $r(n)$ 和 $\theta(n)$ 代表输入基带信号的幅度和相位。

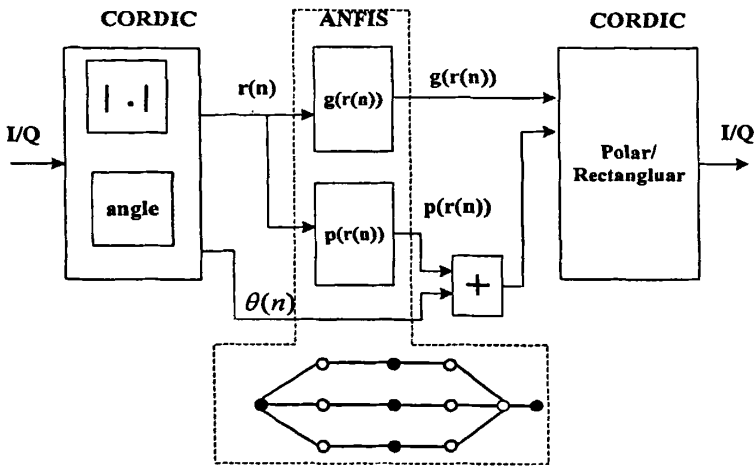


图 6-12 ANFIS 预失真器的原理框图

两个结构类似的 ANFIS 结构中其规则如下($i=1, 2, 3$):

幅度: 如果 $r(n)$ 是 A_i , 那么 $R = G_i r(n) + H_i$,

相位: 如果 $r(n)$ 是 B_i , 那么 $\varphi = J_i r(n) + K_i$,

输入成员函数和前面几章相同, 选择钟形函数^{[34]-[36]}:

$$\mu_{A_i}(x) = \frac{1}{\left(1 + \left|\frac{x - c_{iA}}{a_{iA}}\right|^{2b_{iA}}\right)} \quad (6.2)$$

$$\mu_{B_i}(x) = \frac{1}{\left(1 + \left|\frac{x - c_{iB}}{a_{iB}}\right|^{2b_{iB}}\right)} \quad (6.3)$$

式中 A_i 和 B_i 是输入幅度的模糊子集, G_i 、 H_i 、 J_i 和 K_i 是 ANFIS 的结论参数, a_{iA} 、 a_{iB} 、 b_{iA} 、 b_{iB} 、

c_{iA} 和 c_{iB} 是钟形函数的参数，也就是 ANFIS 的前提参数。

ANFIS 的参数可以利用梯度和最小二乘相结合的混合学习算法训练和提取，ANFIS 模型的输出为^[37]：

$$g(\bullet) = \frac{\sum_{i=1}^3 \mu_{A_i}(r(n))(G_i r(n) + H_i)}{\sum_{i=1}^3 \mu_{A_i}(r(n))} \quad (6.4)$$

$$p(\bullet) = \frac{\sum_{i=1}^3 \mu_{B_i}(r(n))(J_i r(n) + K_i)}{\sum_{i=1}^3 \mu_{B_i}(r(n))} \quad (6.5)$$

需要处理的问题和难点主要有：

1) 如何提取 ANFIS 模型的参数和自适应？

对于我们现有的平台，如果要把 ANFIS 模型训练和自适应的过程放到 FPGA 中实现比较困难，FPGA 的资源 and 系统的处理速度不能满足需求，所以我们这里采取了非在线自适应迭代的方法，把提取 ANFIS 模型参数的过程和输入和输出数据同步处理的过程都放到 PC 中处理，待参数提取结束后在把新的参数放到 DPD 系统中。

2) 如何在 FPGA 中来简化下列 ANFIS 的运算？

计算公式如下：

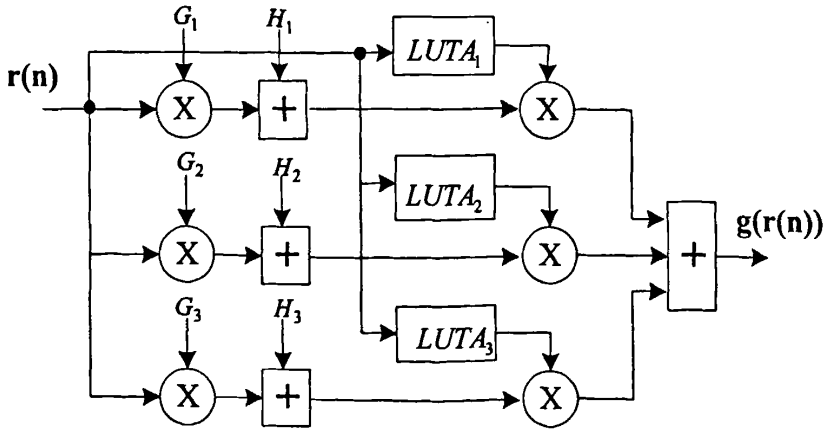
$$g(\bullet) = \frac{\sum_{i=1}^3 \mu_{A_i}(r(n))(G_i r(n) + H_i)}{\sum_{i=1}^3 \mu_{A_i}(r(n))} = \sum_{i=1}^3 LUTA_i(r(n))(G_i r(n) + H_i) \quad (6.6)$$

$$p(\bullet) = \frac{\sum_{i=1}^3 \mu_{B_i}(r(n))(J_i r(n) + K_i)}{\sum_{i=1}^3 \mu_{B_i}(r(n))} = \sum_{i=1}^3 LUTB_i(r(n))(J_i r(n) + K_i) \quad (6.7)$$

$$LUTA_i(r(n)) = \frac{\mu_{A_i}(r(n))}{\sum_{i=1}^3 \mu_{A_i}(r(n))} \quad (6.8)$$

$$LUTB_i(r(n)) = \frac{\mu_{B_i}(r(n))}{\sum_{i=1}^3 \mu_{B_i}(r(n))} \quad (6.9)$$

借助于查找表技术的优势，把 ANFIS 模型的复杂运算部分写成 LUT 表的形式，这样就可以简化 ANFIS 的运算，如图 6-13 所示^[37]。



(a)

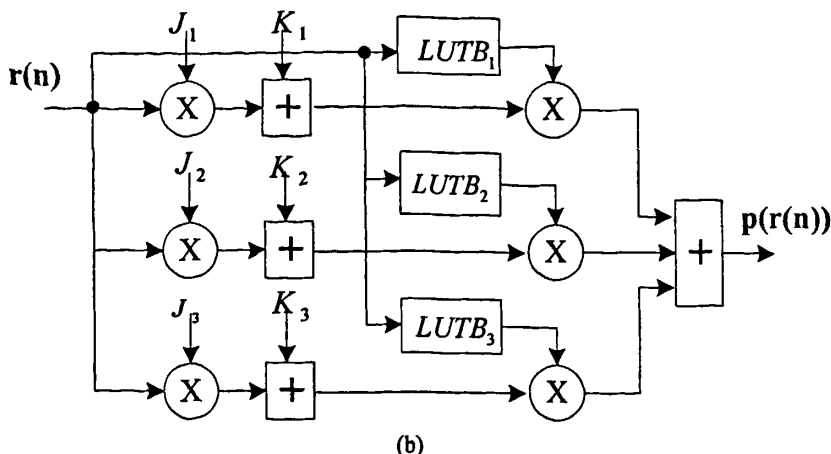


图 6-13 (a)ANFIS 预失真器幅度补偿函数的简化；(b)相位补偿函数的简化

3) 如何在 FPGA 中实现极坐标系到直角坐标系的相互转换？

利用坐标旋转数字计算算法 (Coordinate Rotational Digital Computer: CORDIC) 来实现，下面会详细介绍。

6.4.2 CORDIC 算法及实现

CORDIC 算法是 Volder 于 1959 年在美国航空控制系统的设计中提出来的^[38]，它是一种用于计算很多运算函数的循环迭代算法。J.S Walther 1971 年提出了统一的 CORDIC 算法^[39]，把圆周旋转、双曲旋转和直线旋转统一到一个迭代方程中，奠定了同一硬件实现多功能运算的基础。该算法在不同的实现模式下可以计算很多种函数：乘法、除法、平方根、正弦、余弦、反正切、向量旋转和指数运算等等。它的基本思想就是用一系列与运算基数相关的角度不断摆动，逼近所需要旋转的角度，运算只有移位和加减法，在一定程度上克服了传统硬件实现乘法、除法等基本数学运算的耗时耗资源的缺点。CORDIC 算法从提出以来一直受到人们的广泛关注，各种改进算法和算法应用是人们研究的热点。CORDIC 算法已经在快速傅里叶变换、离散余弦变换和数字下变频等领域得到了成功应用。

CORDIC 算法是一种旋转算法。如图 6-14 所示，矢量 $(x_i, y_i) = (r \cos \alpha, r \sin \alpha)$ ，将其旋转一个角度后到 $(x_j, y_j) = (r \cos(\alpha + \theta), r \sin(\alpha + \theta))$ ，那么^{[38][40]}：

$$\begin{cases} x_j = r \cos(\alpha + \theta) = r(\cos \alpha \cos \theta - \sin \alpha \sin \theta) = x_i \cos \theta - y_i \sin \theta \\ y_j = r \sin(\alpha + \theta) = r(\sin \alpha \cos \theta + \cos \alpha \sin \theta) = y_i \cos \theta + x_i \sin \theta \end{cases} \quad (6.10)$$

写成矩阵形式：

$$\begin{bmatrix} x_j \\ y_j \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_i \\ y_i \end{bmatrix} \quad (6.11)$$

上式就是矢量旋转变换的公式。

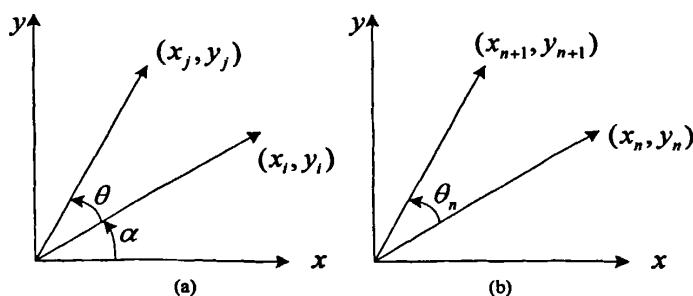


图 6-14 CORDIC 矢量旋转示意图

为了旋转角度 θ ，把 θ 分解成若干小的角度旋转，假设第 n 次旋转角度为 θ_n ，那么有^{[38]-[40]}：

$$\begin{bmatrix} x_{n+1} \\ y_{n+1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_n & -\sin \theta_n \\ \sin \theta_n & \cos \theta_n \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_n \\ y_n \end{bmatrix} = \cos \theta_n \begin{bmatrix} 1 & -\tan \theta_n \\ \tan \theta_n & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_n \\ y_n \end{bmatrix} \quad (6.12)$$

如果 $\tan \theta_n = \pm 2^{-n}$ ，那么有 $\theta_n = s_n \cdot \tan^{-1} 2^{-n}$ ， $s_n = \pm 1$ ，总共旋转的角度为^{[38]-[40]}：

$$\theta = \sum_{n=0}^{\infty} s_n \theta_n \quad (6.13)$$

$$\cos \theta_n = \cos(s_n \cdot \tan^{-1} 2^{-n}) = \cos(\tan^{-1} 2^{-n}) = \frac{1}{\sqrt{1 + \tan^2(\tan^{-1} 2^{-n})}} = \frac{1}{\sqrt{1 + 2^{-2n}}} \quad (6.14)$$

$$\begin{bmatrix} x_{n+1} \\ y_{n+1} \end{bmatrix} = \cos \theta_n \begin{bmatrix} 1 & -s_n 2^{-n} \\ s_n 2^{-n} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_n \\ y_n \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{1 + 2^{-2n}}} \begin{bmatrix} 1 & -s_n 2^{-n} \\ s_n 2^{-n} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_n \\ y_n \end{bmatrix} \quad (6.15)$$

当经过无数次迭代后， $\cos \theta_n$ 会变成一个常数

$$K = 1/P = \prod_{n=0}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{1 + 2^{-2n}}} \approx 0.60725293 \quad (6.16)$$

通常 P 为 CORDIC 算法的旋转增益，实际算法中都是采用有限次数的迭代，所以旋转增益和迭代的次数有关， $P = \prod_n \sqrt{1 + 2^{-2n}}$ ，迭代的次数越多， P 就会越逼近 1.647，因为旋转增益为常数，通常在迭代时不考虑该增益，等到迭代结束后再乘以这个增益。

一般 CORDIC 算法根据 s_n 的取值不同，有两种模式：旋转模式和矢量模式，并且增加一个变量 z 代表尚未旋转的角度，那么迭代方程为^{[38]-[40]}：

$$\begin{cases} x_{n+1} = x_n - s_n 2^{-n} y_n \\ y_{n+1} = y_n + s_n 2^{-n} x_n \\ z_{n+1} = z_n - s_n \tan^{-1} 2^{-n} \end{cases} \quad (6.17)$$

1) 旋转模式^{[38]-[40]}

s_n 的取值：

$$s_n = \begin{cases} -1, & z_n < 0 \\ +1, & z_n \geq 0 \end{cases} \quad (6.18)$$

旋转模式的结果:

$$\begin{cases} x_n = A_n(x_0 \cos z_0 - y_0 \sin z_0) \\ y_n = A_n(y_0 \cos z_0 + x_0 \sin z_0) \\ z_n = 0 \\ A_n = \prod_n \sqrt{1 + 2^{-2i}} \end{cases} \quad (6.19)$$

在旋转模式下, 如果另 $x_0=1/A_n$, $y_0=0$, 那么可以得到

$$\begin{cases} x_n = \cos z_0 \\ y_n = \sin z_0 \\ z_n = 0 \\ A_n = \prod_n \sqrt{1 + 2^{-2i}} \end{cases} \quad (6.20)$$

这就是根据极坐标系下的角度求解直角坐标系下正交分量的过程, 也可以用来求正弦和余弦函数的值。

2) 矢量模式^{[38]-[40]}

s_n 的取值:

$$s_n = \begin{cases} +1, & y_n < 0 \\ -1, & y_n \geq 0 \end{cases} \quad (6.21)$$

矢量模式的结果:

$$\begin{cases} x_n = A_n \sqrt{x_0^2 + y_0^2} \\ y_n = 0 \\ z_n = z_0 + \tan^{-1}(y_0 / x_0) \\ A_n = \prod_n \sqrt{1 + 2^{-2i}} \end{cases} \quad (6.22)$$

在矢量模式下, 输入矢量最终旋转到 X 轴上, 结果包含了角度值和幅度值, 可以利用矢量模式求解直角坐标系到极坐标系的变换。

由于 CORDIC 算法的角度限定在 $+\pi/2$ 和 $-\pi/2$ 和之间, 所以在直角坐标系到极坐标系的相互变换时需要进行预处理, 把角度修正到 $+\pi$ 和 $-\pi$ 和之间。

假设初始输入为 x, y, z , 预处理输出为 $\hat{x}, \hat{y}, \hat{z}$, 那么旋转模式下的预处理过程为:

$$\begin{cases} d = \begin{cases} -1, & z_0 \geq \pi/2, z_0 \leq -\pi/2 \\ +1, & -\pi/2 < z_0 < \pi/2 \end{cases} \\ \hat{x} = dx \\ \hat{y} = dy \\ \hat{z} = \begin{cases} z, & d = 1 \\ z - \pi, & d = -1 \end{cases} \end{cases} \quad (6.23)$$

在矢量模式下, 当 $x \geq 0$ 时不需要处理, 当 $x < 0$ 时的预处理过程为:

$$\begin{cases} d = \begin{cases} +1, & y < 0 \\ -1, & y \geq 0 \end{cases} \\ \hat{x} = -dy \\ \hat{y} = dx \\ \hat{z} = z + d \cdot \pi/2 \end{cases} \quad (6.24)$$

图 6-15 是直角坐标系到极坐标系转换的 CORDIC 算法的 FPGA 实现, 它是并行流水线结构, 12

位的 I/Q 基带数据(补码格式)首先通过预处理单元,然后再到迭代单元输出,总共迭代 12 次,为了方便处理把带小数的输出相位扩大了 2048 倍,其仿真结果如图 6-16 所示。在表 6-2 中,仿真输出结果和 PC 计算结果做了对比,可以看出经过了 14 级流水线后,输出的结果基本上误差很小,注意 FPGA 仿真的幅度输出是没有除以旋转增益的值,需要校正旋转增益。

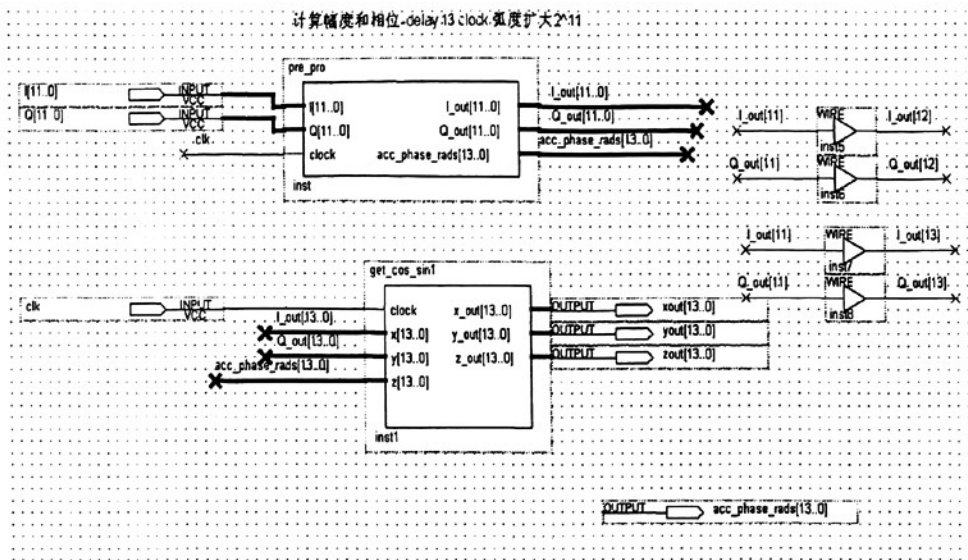


图 6-15 直角坐标系到极坐标系转换的 CORDIC 算法实现

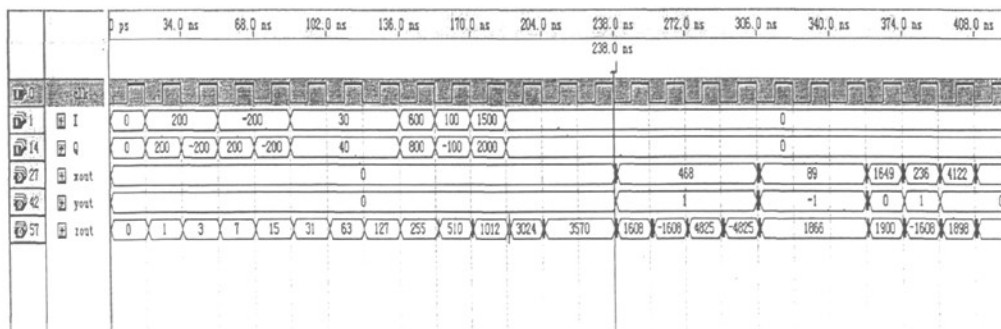


图 6-16 直角坐标系到极坐标系转换的 CORDIC 算法仿真

表 6-2 直角坐标系到极坐标系转换结果

输入		FPGA 仿真结果		PC 计算结果	
I	Q	没有较准旋转增益的幅度值	相位(Z_{out})	幅度计算值	角度计算值(扩大 2048 倍)
200	200	468	1608	282.8	1608.5
200	-200	468	-1608	282.8	-1608.5
-200	200	468	4825	282.8	4825.5
-200	-200	468	-4825	282.8	-4825.5
30	40	89	1866	50	1899.1
600	800	1649	1900	1000	1899.1
100	-100	236	-1608	141.4	1608.5
1500	2000	4122	1898	2500	1899.1

图 6-17 是极坐标系到直角坐标系转换的 CORDIC 算法的 FPGA 实现，它也是并行流水线结构，14 位的角度值(补码格式，扩大了 2048 倍)首先通过预处理单元，然后再到迭代单元输出，也迭代 12 次，其仿真结果如图 6-18 所示。在表 6-3 中，仿真输出结果和 PC 计算结果做了对比，可以看出经过 15 级流水线后，输出的 I/Q 数据的结果基本上误差很小。

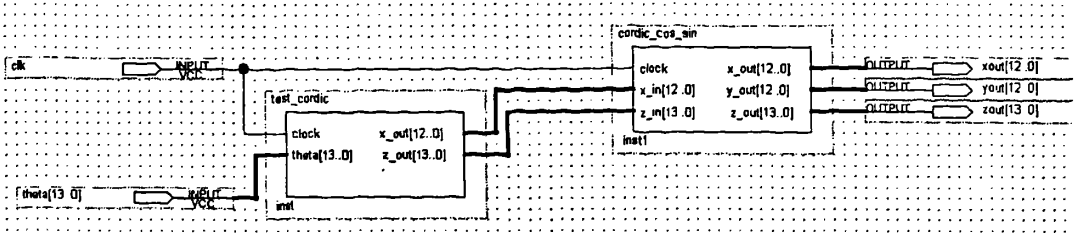


图 6-17 极坐标系到直角坐标系转换的 CORDIC 算法实现

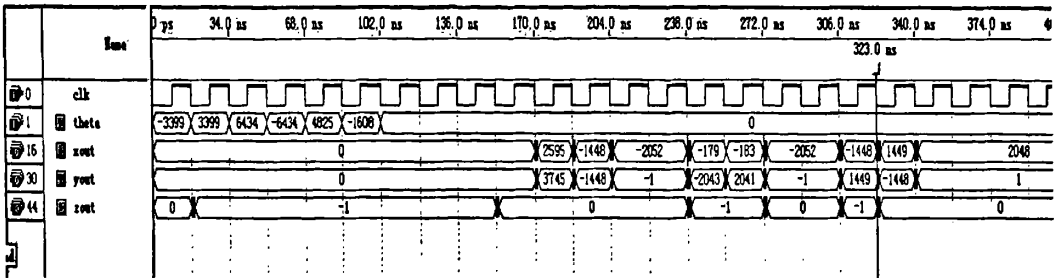


图 6-18 极坐标系到直角坐标系转换的 CORDIC 算法仿真

表 6-3 极坐标系到直角坐标系转换结果

角度 (θ)	FPGA 仿真结果		PC 计算结果(扩大 2048 倍)	
	$I = \cos \theta$	$Q = \cos \theta$	I	Q
-3399	-179	-2043	-181.8	-2039.9
3399	-183	2041	-181.8	2039.9
6434	-2052	-1	-2048	-0.018
-6434	-2052	-1	-2048	0.018
4825	-1448	1449	-1447.8	1448.5
-1608	1449	-1448	1448.5	-1447.8

6.4.3 ANFIS 系统 FPGA 实现

6.4.3.1 系统的 FPGA 实现

如图 6-19 所示，基于 ANFIS 模型的预失真系统的 FPGA 实现框图中有一个双路选择通道，一路选择原始基带信号，一路选择对原始基带信号预失真后的输出信号，这样可以比较预失真前后的效果，其中求解基带输入信号的幅度模块，可以利用 Quartus II 软件中的 Megafuction 来实现，求解基带输入信号的相位可以利用并行流水线的 CORDIC 算法实现，正弦和余弦函数的求解也是利用并行流水线的 CORDIC 算法实现。对应于框图，图 6-20 显示了 Quartus II 软件中 ANFIS 模型的 FPGA 整体实现图，由于整体图太大，不容易看清楚，图 6-21、图 6-22 和图 6-23 中分别显示了系统 PLL

时钟产生模块、ANFIS 预失真处理模块和通道选择模块的详细实现图。图 6-22(a)中包含幅度求解模块、幅度 ANFIS 模块、相位 ANFIS 模块、CORDIC 算法求解相位模块、延时模块和相位相加模块。图 6-22(b)中包含 CORDIC 算法求正弦和余弦函数模块、乘法模块。图 6-23 中的通道选择模块也是利用了 Quartus II 软件中的 Megafuction 来实现。

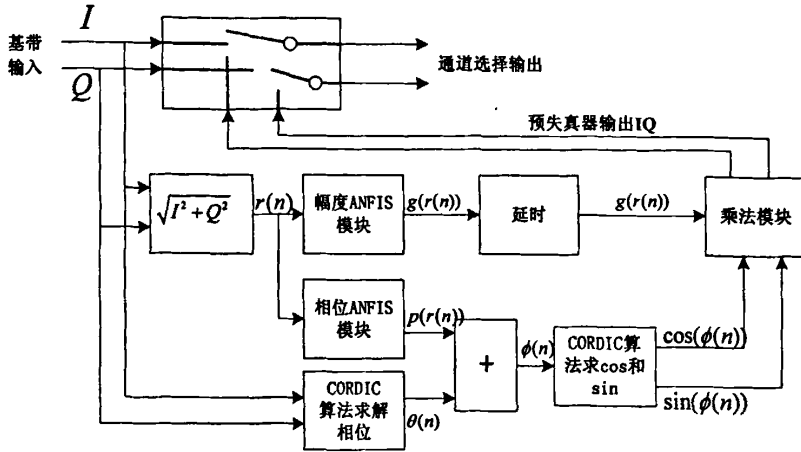


图 6-19 ANFIS 模型的 FPGA 实现框图

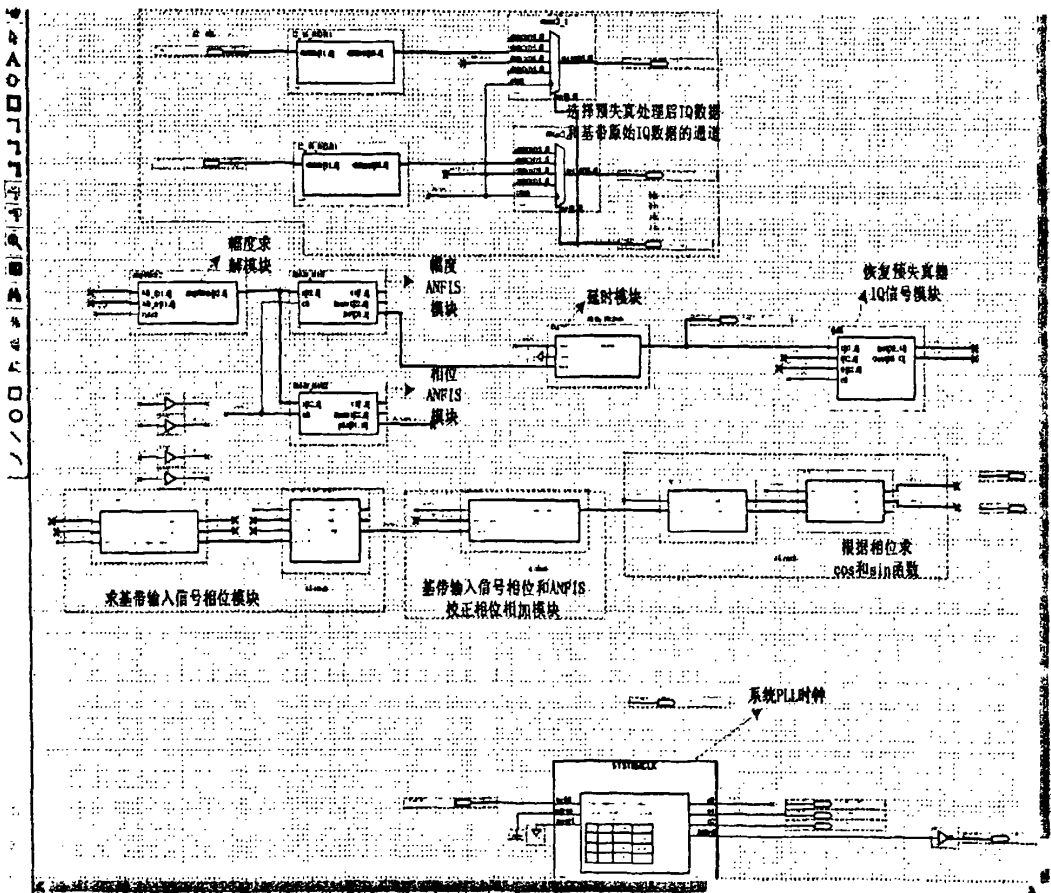


图 6-20 ANFIS 模型的 FPGA 实现图

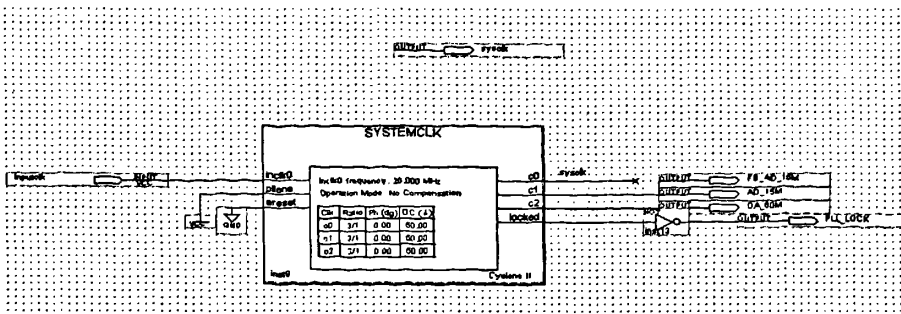
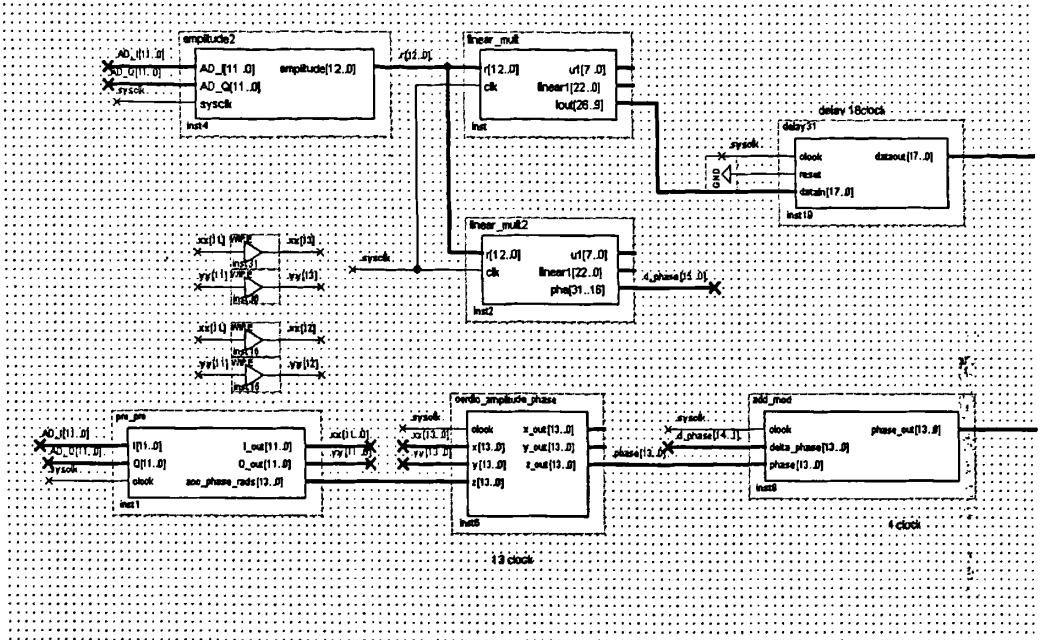
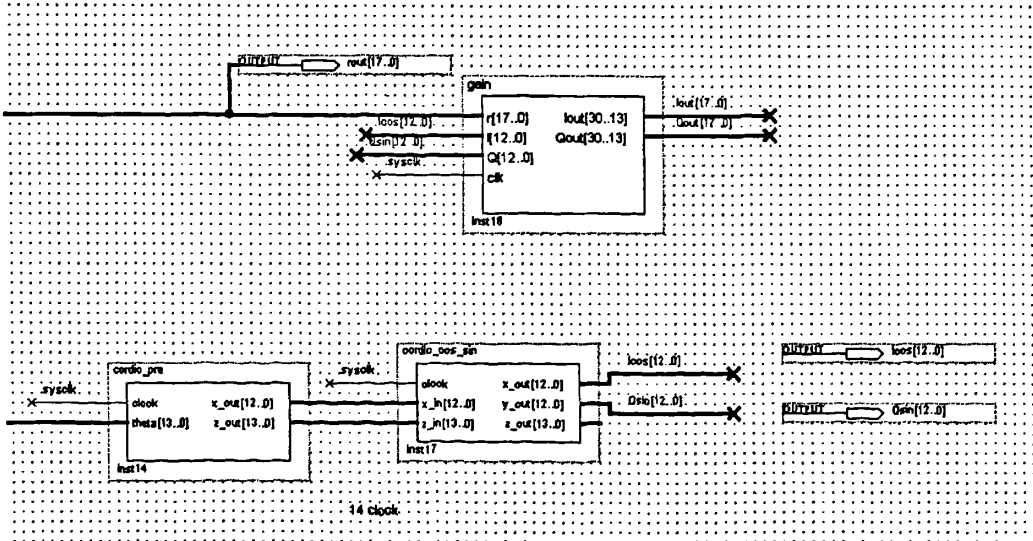


图 6-21 系统 PLL 时钟产生模块



(a)



(b)

图 6-22 (a) ANFIS 预失真处理模块 1; (b) ANFIS 预失真处理模块 2

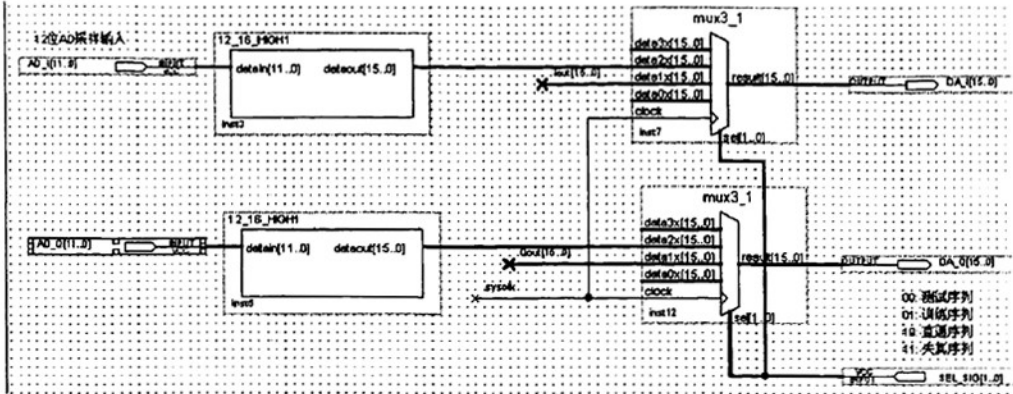


图 6-23 通道选择模块

6.4.3.2 幅度和相位 ANFIS 函数的实现

图 6-24 和图 6-25 中分别显示了三条规则的幅度和相位 ANFIS 函数的 FPGA 实现图。图中，有符号的乘法器由 FPGA 硬件乘法器实现，只要一个时钟周期就可以求出乘法的输出结果。查找表 LUTA 和 LUTB 都是利用 FPGA 中的 RAM 单元来实现，并行加法器是利用 FPGA 中的 Megafunction 来实现。由于幅度和相位的 ANFIS 函数的结构类似，所以在实现的时候结构是相同的，只是查找表中的值是不一样的。

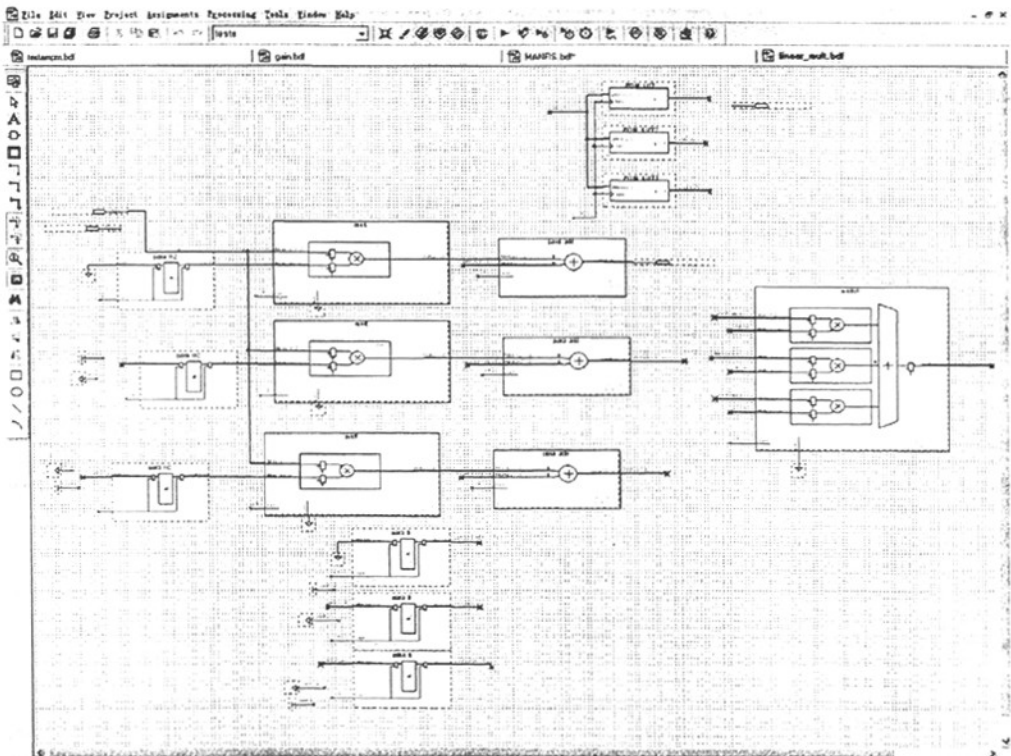


图 6-24 幅度 ANFIS 函数的实现

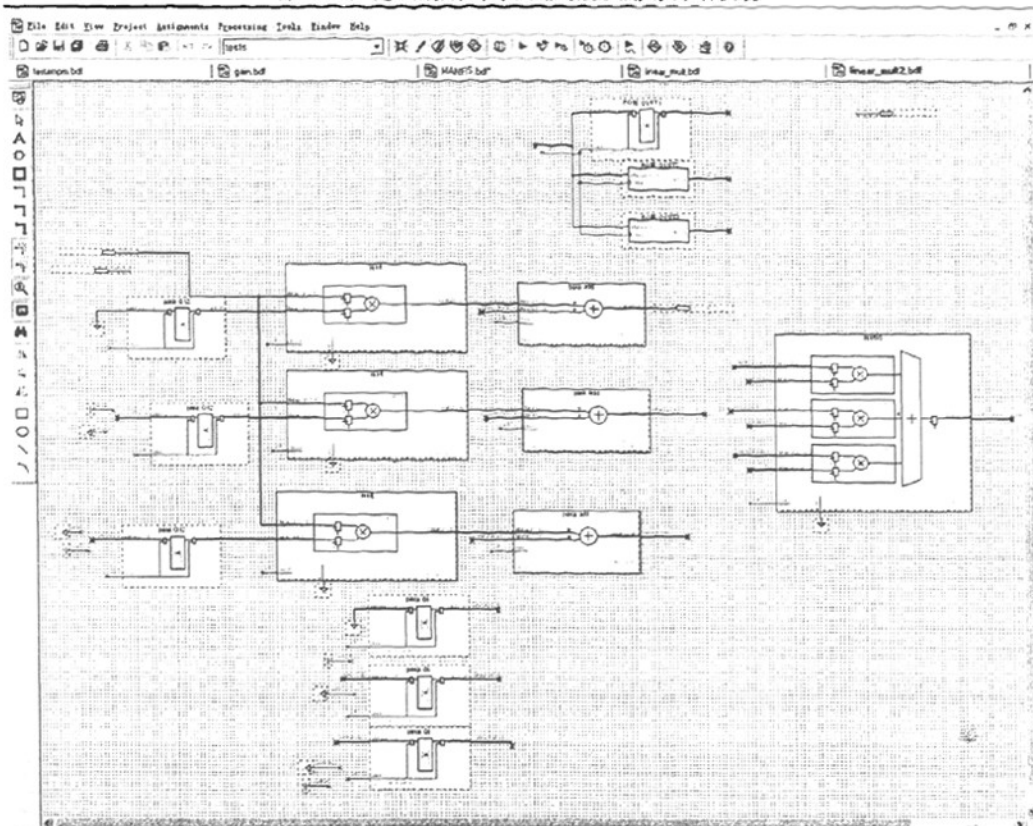


图 6-25 相位 ANFIS 函数的实现

6.4.4 实验结果

功放输入采用 16QAM 信号, 利用高速 ADC 采集功放输入和输出的数据, 同步和校正相位后的时域 I/Q 信号的幅度和相位比较如图 6-26 所示, 在幅度较大时压缩特性比较明显。利用采集下来的功放输入和输出数据, 建立 ANFIS 模型, 利用最小二乘和梯度法相结合的混合算法训练模型的参数, 图 6-27 中显示了幅度和相位 ANFIS 模型的收敛曲线图。在模型参数提取成功后, 就可以求出查找表的值, 图 6-28 是查找表 LUTA 的值, 其中可以看出输入信号幅度不同, 三个 LUTA 表的值也是不同的。图 6-29 是功放和 ANFIS 模型幅度和相位特性的对比图, 其中可以看出两者的幅度和相位特性是相反的。在功放正常工作的状态下, 利用 Agilent E4438C 产生 3.75MHz 的 16QAM 功放输入 I/Q 信号, 图 6-30 是功放预失真前后的功率谱对比, 其中上边的一条曲线是功放没有预失真的功率谱, 下边的一条曲线是预失真后的功率谱, 图中 ACPR 改善为 6~7dB。

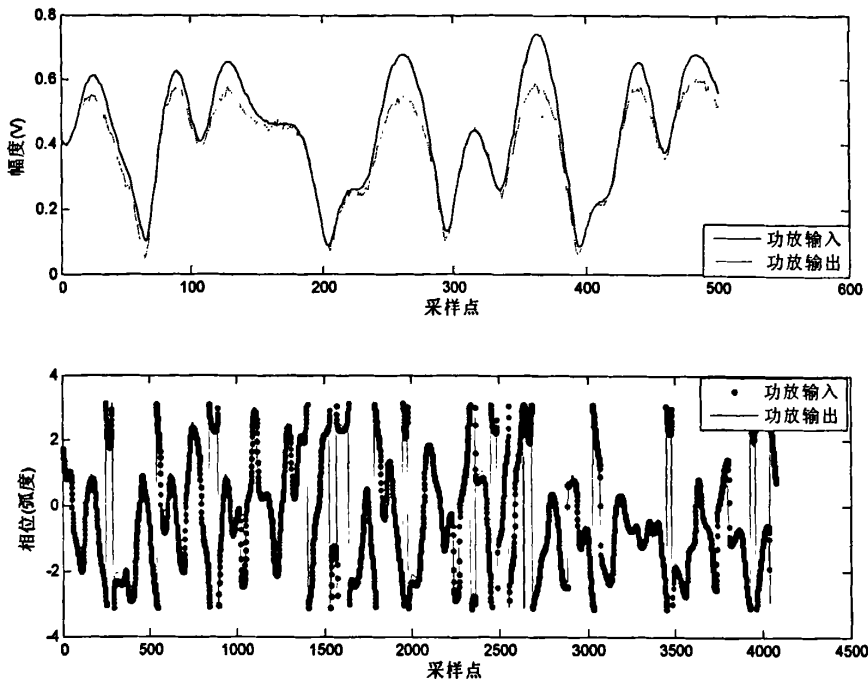


图 6-26 时域 IQ 信号的幅度和相位

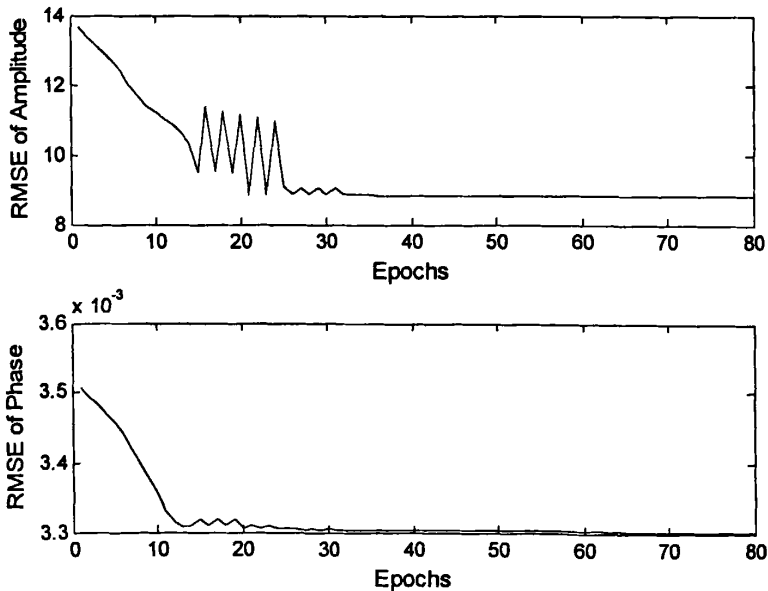


图 6-27 模型的收敛曲线图

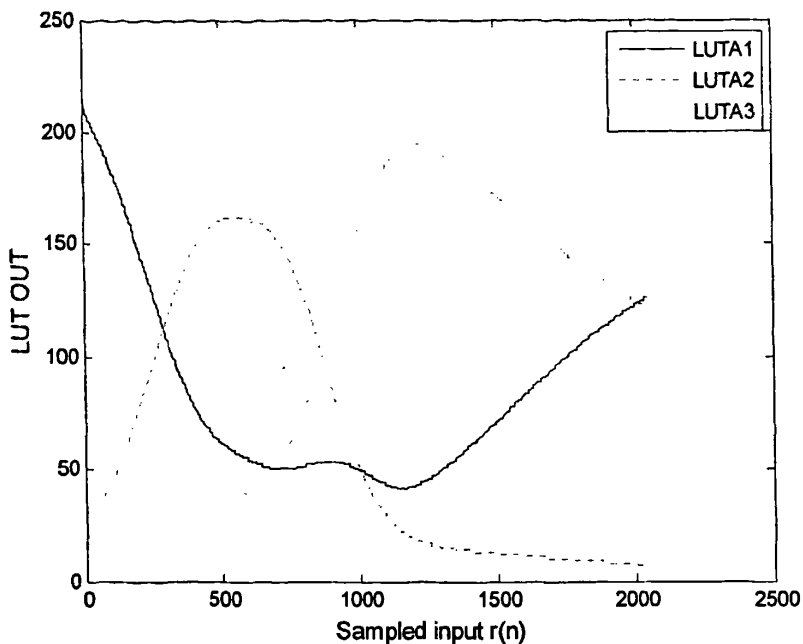


图 6-28 查找表中的值

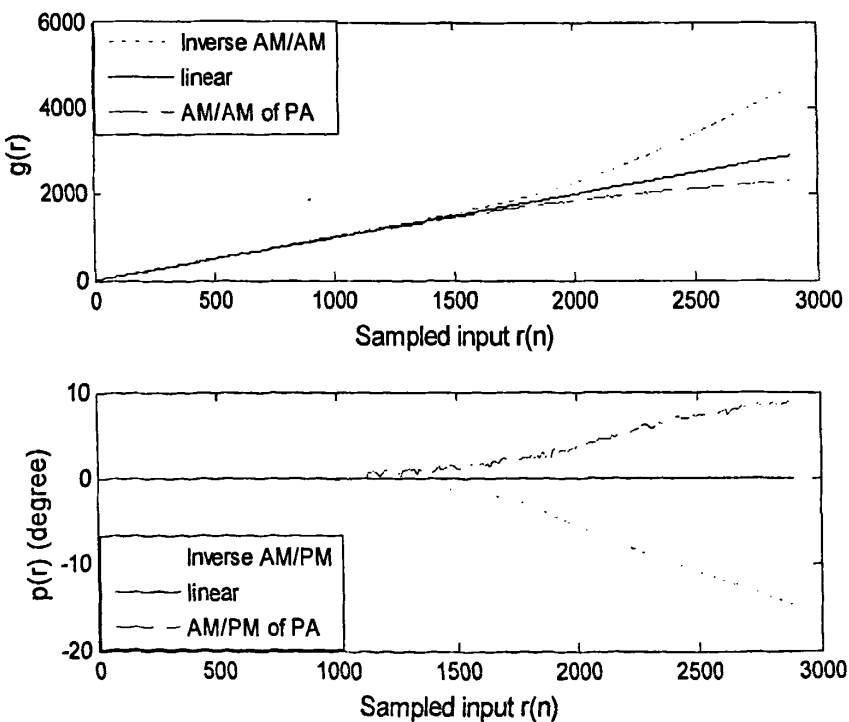


图 6-29 功放和 ANFIS 模型幅度和相位特性的对比

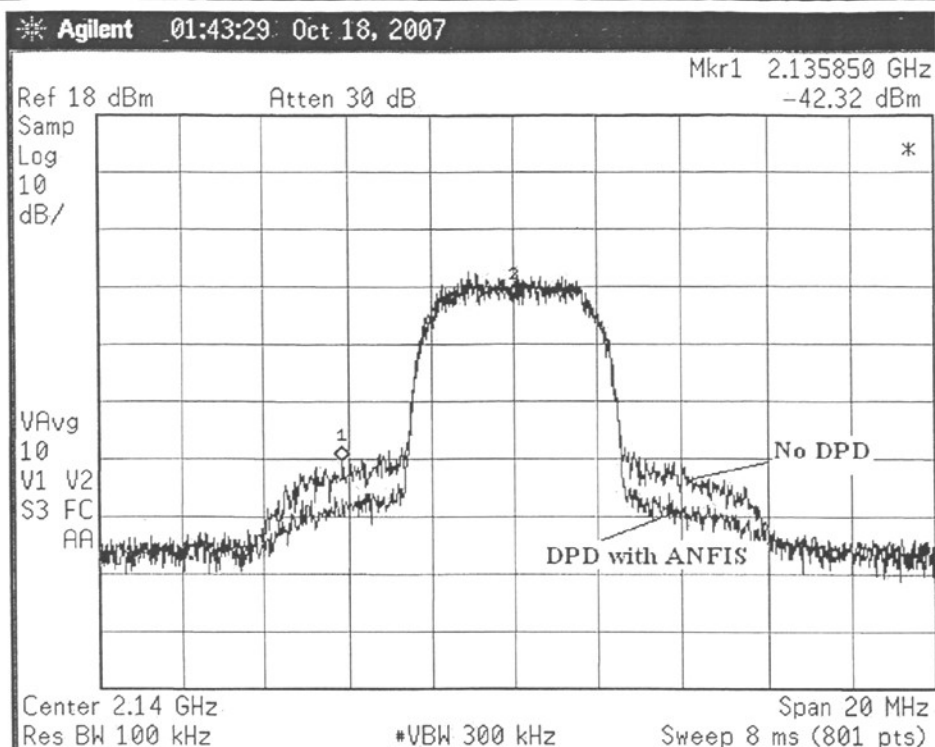


图 6-30 预失真前后的功率谱比较

6.5 小结

这一章主要介绍了基于查找表技术的数字预失真系统，首先介绍了各种查找表预失真系统的方案，以及查找表大小、索引方式和查找表的更新算法等；其次介绍了数字预失真硬件平台的设计方案；然后简单介绍了一种常用复增益查找表数字预失真系统的 FPGA 实现方法；最后详细介绍了基于 ANFIS 模型的数字预失真实现方法，并且给出了实验结果和讨论。

最新的一些利用查找表和功放模型结合的研究进展有：Montoro 提出的非线性自回归移动平均模型的预失真器(NARMA)^[41]，Gilbert 给出的非线性自回归移动平均模型预失真器的 FPGA 实现方法^[42]，还有 Hammi 提出的巢式查找表(nested LUTs)等^[43]。

参考文献

- [1] Kenington P B. High Linearity RF Amplifier Design[M], Boston, MA: Artech House, 2000.
- [2] Nagata Y. Linear amplification technique for digital mobile communications[C]. Proc IEEE Vehicular Technology Conference, San Francisco, USA, 1989, 1: 159-164.
- [3] Minowa M, Onoda M, Fukuda E, et al. Backoff Improvement of an 800-MHz GaAs FET Amplifier for a QPSK Transmitter Using an Adaptive Nonlinear Distortion Canceller[C]. Proc IEEE Vehicular Technology Conference, Orlando Florida, 1990, 542-546.
- [4] Faulkner M, Mattsson T, Yates W. Adaptive linearisation using pre-distortion[C]. Proc IEEE Vehicular Technology Conference, Orlando Florida, USA, 1990, 35-40.
- [5] Faulkner M, Johansson M. Adaptive linearization using predistortion experimental Results[J]. IEEE Trans on Vehicular Technology, May 1994, 43(2): 323-332.

- [6] Cavers J K. A linearizing predistorter with fast adaptation[C]. Proc IEEE Vehicular Technology Conference, Orlando Florida, USA, May 1990, 41-47.
- [7] Cavers J K. Amplifier linearization using a digital predistorter with fast adaptation and low memory requirements[J]. IEEE Trans on Vehicular Technology, 1990, 39(4): 374-382.
- [8] Wright A S, Durtler W G. Experimental Performance of an Adaptive Digital Linearized Power Amplifier[J]. IEEE Trans on Vehicular Technology, 1992, 41(4): 395-400.
- [9] Shi B, Shan W, Sundstrom L. Effects of Look-Up Table Size on Adaptive Predistortion Linearizer Systems with Error Sources[C]. European Microwave Conference, 2003, 1231-1234.
- [10] Sundstrom L, Faulkner M, Johansson M. Quantization Analysis and Design of a Digital Predistortion Linearizer for RF Power Amplifiers[J]. IEEE Trans on Vehicular Technology, 1996, 45(4): 707-719.
- [11] Cavers J K. Optimum Indexing in Predistorting Amplifier linearizers[C]. IEEE Vehicular Technology Conference, Phoenix, AZ, USA, 1997, 2: 676-679.
- [12] Cavers J K. Optimum table spacing in predistorting amplifier linearizers[J]. IEEE Trans on Vehicular Technology, 1999, 48(5): 1699-1705.
- [13] Muhonen K J, Kavehrad M, Krishnamoorthy R. Adaptive Baseband Predistortion Techniques for Amplifier Linearization[C]. Conference Record of the Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers, 1999, 2: 888-892.
- [14] Muhonen K J, Kavehrad M, Krishnamoorthy R. Look-Up Table Techniques for Adaptive Digital Predistortion: A Development and Comparison[J]. IEEE Trans on Vehicular Technology, 2000, 49(5): 1995-2002.
- [15] Lin Chih-Hung, Chen Hsin-Hung, Wang Yung-Yi, et al. Dynamically Optimum Lookup-Table Spacing for Power Amplifier Predistortion Linearization[J]. IEEE Trans on Microwave Theory and Techniques, 2006, 54(5): 2118-2127.
- [16] Kim W-J, Cho K-J, Stapleton S P, et al. Piecewise Pre-Equalized Linearization of the Wireless Transmitter With a Doherty Amplifier[J]. IEEE Trans on Microwave Theory and Techniques, 2006, 54(9): 3469-3478.
- [17] Hassani J Y, Kamarei M. A flexible method of LUT indexing in digital predistortion linearization of RF power amplifiers[C]. IEEE International Symposium on Circuits and Systems, Sydney, NSW, 2001, 1: 53-56.
- [18] Lee Kok Chew, Gardner P. Comparison of different adaptation algorithms for adaptive digital predistortion based on EDGE standard[C]. IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, Phoenix, AZ, 2001, 2: 1353-1356.
- [19] Ding L, Zhou G T, Morgan D R, et al. A Robust Digital Baseband Predistorter Constructed Using Memory Polynomials[J]. IEEE Trans on Communications, 2004, 52(1): 159-164.
- [20] Kim J, Konstantinou K. Digital Predistortion of Wideband Signals Based on Power Amplifier Model with Memory[J]. Electronics Letters, 2001, 37(23): 1417-1418.
- [21] Simon Haykin. 神经网络原理[M]. 机械工业出版社, 2004.
- [22] Martin T Hagan, Howard B Demuth, Mark H Beale. 神经网络设计[M]. 机械工业出版社, 2002.
- [23] 张智星, 孙春在, 水谷英二. 神经-模糊和软件计算[M]. 西安交通大学出版社, Prentice-Hall, 2000.
- [24] Sills J A, Sperlich R. Adaptive power amplifier linearization by digital pre-distortion using genetic algorithms[C]. Proc IEEE Radio Wirelss Conf RAWCON, Atlanta, GA, USA, 2002: 229-232.
- [25] Sperlich R, Sills J A, Stevenson K J. Closed-Loop Digital Pre-Distortion for Power Amplifier Linearization using Genetic Algorithms[C]. IEEE MTT-S Int Microwave Symp Dig, Philadelphia, PA, United States, 2003, 1: 347-350.
- [26] 谢宁德. 射频功率放大器数字预失真算法的研究和实现[D]: [硕士学位论文]. 南京: 东南

大学信息科学与工程学院, 2006.

- [27] Analog Devices Inc. AD9862 Mixed-Signal Front-End (MxFETTM) Processor for Broadband Communications Data Sheet [Z]. 2002.
- [28] Analog Devices Inc. AD9777 16-Bit, 160MSPS 2/4/8 Interpolating Dual TxDAC+ D/A Converter Data Sheet [Z]. 2006.
- [29] Altera Corporation. Cyclone II Device Handbook[Z]. 2005.
- [30] Linear Technology. LT1083/LT1084/LT1085 7.5A 5A 3A Low Dropout Positive Adjustable Regulators[Z]. 2006.
- [31] 施鸣. 用于大功率射频放大器线性化的数字基带预失真系统的研究[D]: [硕士学位论文]. 南京: 东南大学信息科学与工程学院, 2005.
- [32] Wan-Jong K, Stapleton S P, Jong H K, et al. Digital predistortion linearizes wireless power amplifiers[J]. IEEE Microwave Magazine, 2005, 6(3): 54-61.
- [33] Agilent Technologies. Guide to Digital Predistortion. December 2003.
- [34] Jang J -S. ANFIS: adaptive-network-based fuzzy inference system[J]. IEEE Trans Systems Man Cybern, 1993, 23(3): 665-685.
- [35] Lee K C, Gardner P. A novel digital predistorter technique using an adaptive neuro-fuzzy inference system[J]. IEEE Commun Lett, 2003, 7(2): 55-57.
- [36] Lee K C, Gardner P. Neuro-fuzzy approach to adaptive digital predistortion[J]. Electron Lett, 2004, 40(3): 185-186.
- [37] Zhai Jianfeng, Zhou Jianyi, Zhang Lei, et al. ANFIS implementation in FPGA for power amplifier linearization with digital predistortion[C] 2008 International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT2008), Nanjing, China, April 2008, 3: 1474-1476.
- [38] Volder Jack E. The CORDIC trigonometric computing technique[J]. IRE Trans. Electron Comput, 1959, EC-8(3):330-334.
- [39] Walther J S. A unified algorithm for elementary functions. Proceedings of the 38th Spring Joint Computer Conference, 1971, 38: 389-385.
- [40] Andraka Ray. A survey of CORDIC algorithms for FPGA based computers[J]. Proceedings of the 1998 ACM/SIGDA 6th International Symposium on Field Programmable Gate Arrays, Monterey, CA, USA, 1998: 191-200.
- [41] Montoro G, Gilbert P L, Bertran E, et al. A new digital predictive predistorter for behavioral power amplifier linearization [J]. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 2007, 17(6): 448-450.
- [42] Gilbert P L, Cesari A, Montoro G, et al. Multi Look-Up Table FPFA Implementation of an Adaptive Digital Predistorter for Linearizing RF Power Amplifiers with Memory Effects[J]. IEEE Trans on Microwave Theory and Techniques, 2008, 56(2): 372-384.
- [43] Hammi O, Ghannouchi F M, Boumaiza S, et al. A Data-Based Nested LUT Model for RF Power Amplifiers Exhibiting Memory Effects[J]. IEEE Microw Wireless Compon Lett, 2007, 17(10): 712-714.

结论与展望

一、论文总结

随着社会的进步和无线通信技术的快速发展,宽带无线通信系统给人们生活上带来了质的变化。然而,通信需求的增长导致了频谱资源的日益紧张,目前通过增大系统带宽,加快数据传输速率,采用多载波调制技术等方法,在一定程度上缓解了上述矛盾,但是,这也给通信中的射频系统带来了很大的挑战,尤其对于射频系统中功率放大器的线性度提出了很高的要求。提高功率放大器线性度最具潜力的技术是数字预失真技术,该技术的一个重要内容就是功率放大器的行为模型,所以,本文主要针对功率放大器有记忆的行为模型和数字预失真技术进行研究,在这两个方面进行理论仿真和具体的实验验证。

本文在功率放大器有记忆行为模型方面的工作和贡献主要有以下几点:

- 1) 对于神经网络在功率放大器模型中的应用进行了研究,仿真和实验分析了幅度输入的延时神经网络有记忆模型。
- 2) 对于模糊神经网络模型(ANFIS)进行了研究,建立了有记忆效应的功率放大器实数延时模糊神经网络模型,为了简化模型的结构采用了模糊 c 类均值聚类方法。实验平台上,用三载波 WCDMA 宽带信号对 3.5GHz 的射频功率放大器进行测试,成功采集模型的数据;对模型进行了训练和验证,给出了时域和频域的实验结果。
- 3) 为了避免模糊神经网络(ANFIS)模型维数灾难的缺点,保留其学习时间比较快,迭代次数少,而且不存在收敛性问题等优点,提出了基于模糊神经网络(ANFIS)的 Hammerstein 模型,给出了模型的设计结构和对应的新算法,在基于仪器的实验平台上采集数据并验证了模型的性能,与静态模糊神经网络模型进行了比较、讨论和分析。
- 4) 在进一步研究模糊神经网络模型和其他模型的基础上,第一次把修正模糊神经网络模型(MANFIS)应用于功率放大器建模中,ANFIS 的模型结构得到简化,给出了 MANFIS 有记忆模型的结构和公式,首先仿真分析了模型的收敛精度和收敛速度等,利用 ADS 软件产生 WCDMA 单载波信号和三载波信号,在建立的基于仪器的实验平台上对 MANFIS 模型进行了实验验证,分析了模型的参数个数和归一化的均方误差结果,给出了时域和频域的验证结果,最后和其他神经网络模型进行了比较、分析和讨论。

本文在功率放大器数字预失真技术方面的工作和贡献有以下几点:

- 1) 研究了基于模糊神经网络的 Hammerstein 模型预失真器的实现方法,给出了基于仪器平台的实验验证结果。
- 2) 研究了基于修正模糊神经网络模型 MANFIS 的数字预失真器的实现方法,给出了基于仪器平台的实验验证结果,并进行了详细的比较和分析。
- 3) 研究了基于复增益查找表的数字预失真的 FPGA 实现方法,并且在硬件平台上成功地验证了该方法。研究了极坐标形式基于 ANFIS 模型的数字预失真的 FPGA 实现方法,并且在硬件平台上成功地进行了实验验证。

二、工作展望

功率放大器的研究内容非常丰富，本文主要研究的是功率放大器的行为模型，线性化技术，重点研究了数字预失真技术。在行为模型方面，建立新的模型结构，在仿真的基础上进行实验验证；在预失真方面，结合模型结构给出实现方法，并且进行了实验验证。下面的一些内容需要在原有的基础上进一步深入研究：

- 1) 研究功率放大器的记忆效应，设计出弥补强记忆效应的预失真新方法。
- 2) 功率放大器的强记忆效应会导致目前大多数模型的记忆深度过长，模型过于复杂，参数过多，模型参数提取很慢。研究有记忆功率放大器的行为模型，重点研究强记忆效应的建模技术，是一个有待深入研究的课题。
- 3) 对于目前大多数的预失真电路，完全靠电路本身实现自适应还是一个比较难的研究课题，所以，对预失真系统的自适应方法进一步研究，设计出简单高效的自适应过程，有着非常重要的意义。
- 4) 在原来预失真电路的基础上，设计新的预失真电路，把一些新的行为模型（包括本文提到的 MANFIS 模型和基于 ANFIS 的 Hammerstein 模型）应用的预失真电路中，并且基于预失真电路本身实现自适应过程。

致 谢

几年的研究工作和论文终于在此完成了。这几年来，在学习和研究工作中有很多人给予了我极大的帮助，在此衷心地感谢他们。

首先要感谢我的导师洪伟教授，同时感谢周健义教授。本文的全部研究工作都是在他们的悉心指导下完成的。从开题前的调查和预研到选定课题，从具体研究工作安排、课题的全部研究进展到最后研究成果的总结发表，无不浸透着老师们的心血。在他们的指导下，我逐渐掌握了科学的研究方法。洪老师以严谨治学的态度、正直的人品、对工作认真负责的精神影响着我，我不仅从老师那受到学术的熏陶，也学到了很多做人的道理。周老师在我遇到研究难题的时候给了我很大的鼓舞和帮助，增强了我的科研信心，开阔了我的学术思维，增强了我的独立解决问题的能力。

感谢张雷和赵嘉宁老师，在功放设计方面和功放建模实验的过程中，给我很多指导和帮助，分享了很多研究经验和心得。感谢实验室的其他老师和员工。感谢徐燕在焊接电路上的帮助。感谢实验室的师兄师姐对我的帮助和关心。感谢实验室的共同求学的朱红兵、康炜、蒋政波、徐俊峰、刘蕾蕾、何繁繁、陈鹏、翟国华、宋喆、胡俊、程钰间等，大家相互帮助，共同学习，分享痛苦与欢乐，留下了青春岁月中美好的记忆。

感谢我的家人，他们对我学习上的支持和生活上无私的帮助，使我能够坚定信念，顺利渡过几年的学习生活。

向所有关心和帮助过我的老师、同学、朋友和亲人致以真心感谢！